



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA ELETTRICA E
TECNOLOGIE DELL' INFORMAZIONE

SCUOLA DI DOTTORATO IN INGEGNERIA INDUSTRIALE

Corso di DOTTORATO di RICERCA

IN INGEGNERIA ELETTRICA

XXV CICLO



**Configurazione innovativa di alternatore destinato alla generazione di
energia elettrica da fonte eolica**

Coordinatore: Prof. Claudio Serpico

Tutor: Prof. Andrea Del Pizzo

Dottorando: Ing. Massimo Bellucci

Premesse:

Lo scopo dell'attività di ricerca è stato principalmente quello di individuare e una nuova configurazione di generatore elettrico che possa essere utilmente impiegato quale alternatore in turbine eoliche. Di questi sono state definite tutte le grandezze di progetto e si è giunti alla sua prototipazione. Sono state considerate potenze dell'ordine di alcuni kW e dunque ad applicazioni inerenti la microgenerazione.

Ci si è riferiti a macchine brushless a flusso trasverso (TFPM), ciò perché tali macchine consentono l'ottenimento di elevate prestazioni sia in termini di densità di coppia che di valori delle forze elettromotrici indotte anche a bassi regimi di velocità. Ciò anche grazie alla presenza di un sistema induttore impiegante magneti permanenti ad elevata densità (NeFeBo SaCo) ed alla circostanza che la loro configurazione geometrica consente di superare i limiti di riduzione del passo polare delle macchine a flusso radiale. Circostanza che si traduce nella possibilità di poter realizzare generatori con un elevato numero di coppie polari e dunque di ottenere elevate f.e.m. indotte ai capi degli avvolgimenti di armatura. Significativi sono anche i vantaggi di queste macchine nel confronto con quelle a flusso radiale in termini di semplicità di controllo esteso intervallo di velocità nel funzionamento a coppia e potenza costante, basso momento di inerzia, scarsa manutenzione.

Le macchine TFPM presentano, inoltre, una distribuzione di induzione non piana e suscettibile di forti variazioni al variare delle caratteristiche geometriche elettriche e magnetiche; questo se da un lato introduce un evidente difficoltà nella loro modellazione fa ben prospettare la possibilità di ottenere macchine perfettamente rispondenti alla specifica applicazione a cui si intende destinarle. Le stesse considerazioni appena fatte, valgono anche relativamente alla possibilità di modulare nel funzionamento da motore, il contributo di ciascuna delle componenti di forza (interazione campo corrente, variazione di riluttanza, cogging) che partecipano alla determinazione del valore istantaneo assunto dalla coppia elettromagnetica e ne influenzano il ripple intorno al valore medio. Ovvero il contributo delle medesime componenti alla f.e.m. disponibile ai morsetti di armatura nel funzionamento da generatore.

Propedeutico, al dimensionamento di queste macchine, come del resto per la progettazione di tutte le macchine elettriche, è la conoscenza puntuale della distribuzione di induzione al traferro. Tuttavia, mentre per le macchine di tipo tradizionale valgono approssimazioni inerenti alla distribuzione di induzione che sono ben verificate e che

consentono semplificazioni significative dei modelli matematici di macchina che le descrivono, in queste, sia esse AFPM che TFPM, la scarsa prevedibilità della distribuzione di campo ed il suo sviluppo tridimensionale rende necessario il ricorso a metodi numerici. Solo con l'ausilio di questi è possibile determinare l'effettiva distribuzione di induzione. In particolare tutta l'attività di progettazione e la generalizzazione dei risultati ottenuti, oggetto dei paragrafi successivi, è stata condotta impiegando quale codice numerico Maxwell 3D di Ansoft. Questo software che è in grado di effettuare analisi agli elementi finiti è apparso presentare più di altri significativi vantaggi tra i quali:

- ✓ Interfaccia grafica chiara e possibilità di importare struttura da Cad e programmi simili
- ✓ Ampia libreria contenente le caratteristiche elettriche magnetiche e fisiche dei materiali
- ✓ Possibilità di integrare le librerie definendo da utente caratteristiche e proprietà di materiali
- ✓ Mesh adattative
- ✓ Ampio ventaglio di informazioni deducibili dal post processor
- ✓ Analisi parametriche

Con riferimento in particolare all'ultimo aspetto evidenziato, il software consente di risolvere il problema posto per ciascuna delle configurazioni ottenute in corrispondenza dei diversi valori assunti dal parametro considerato, nell'intervallo imposto. D'altra parte però il risultato di ciascuna di esse, non evidenziando in maniera esplicita i legami funzionali intercorrenti tra le diverse grandezze di interesse, rendono difficile deduzioni anche solo qualitative delle variazioni derivanti da modifiche di una o più grandezze geometriche, elettriche o magnetiche di macchina. Ciò in questo tipo di macchine è reso ancora più sentito stante e l'elevato numero di variabili coinvolte e la forte suscettibilità delle loro prestazioni derivanti da modifiche di una o più grandezze geometriche, elettriche o magnetiche di macchina.

Si è pertanto ritenuto che potesse essere interessante disporre di uno strumento analitico semplificato che consentisse di esprimere, sia pure in maniera qualitativa, i legami funzionali tra le diverse grandezze di interesse. Si è per tale scopo sviluppato un metodo analitico semplificato (m.a.s.) che sotto opportune ipotesi semplificative consente di determinare la distribuzione di induzione al traferro, l'entità dei flussi dispersi ed i valori di coppia ottenibili. I risultati ottenuti con questo metodo sono forniti sotto forma di relazioni consentendo di dedurre in maniera compiuta, sia pure approssimata, alcune delle grandezze di interesse e di capire come altre intervengano nella determinazione delle caratteristiche di macchina.

Il metodo e le deduzioni da esso derivate, sono state sottoposte a validazione mediante il codice numerico prima descritto e mediante verifiche sperimentali effettuate su uno stadio di TFPM prototipato.

In considerazione del fatto che l'effettiva possibilità di ottenere le prestazioni previste è di fatto legata alla capacità della macchina di lavorare ai regimi termici che ne derivano, si è determinato per le macchine prese in esame un modello termico.

Si è inoltre confrontato il comportamento termico di questo tipo di macchine rispetto a quelle a flusso radiale determinando un modello equivalente termico con il quale è stato possibile eseguire:

- ✓ Confronto tra le potenze termiche dissipate a parità di superficie di scambio
- ✓ Confronto tra le superfici utili di scambio a parità di potenza termica dissipata
- ✓ Verifica della congruenza numerica

Tutti i risultati ottenuti sono stati generalizzati quando possibile, ed inseriti in un foglio di lavoro Excel. Quest'ultimo vuole costituire un supporto per il dimensionamento analitico di prima approssimazione di macchine a flusso assiale e trasverso destinate alla microgenerazione eolica.

Come apparirà più chiaro in seguito le attività svolte hanno consentito di definire modelli ed algoritmi analitici finalizzati alla determinazione compiuta di molte delle variabili coinvolte nel dimensionamento delle macchine esaminate e di determinarne altre in maniera soddisfacentemente approssimata. Tuttavia le stesse relazioni non sempre si prestano ad una loro generalizzazione a meno di non ammettere delle complicazioni tali da rendere preferibile il ricorso a codici di analisi numerica. Per questo motivo uno degli obiettivi perseguiti in questo lavoro è stato quello di ottenere modelli semplificati con incertezza verificabile così da poter valutare la necessità di dover ricorrere a metodi numerici quando l'approssimazione dei risultati non risulti compatibile con la qualità dei calcoli da gestire.

Nel corso di questo lavoro, fermo restando l'obiettivo che ci si è posto, si ricorre spesso per semplicità di esposizione o per maggior chiarezza, alla descrizione della macchina nel funzionamento da motore, deducendo la proprietà di macchina che si intende evidenziare ricorrendo al suo comportamento duale nel funzionamento da motore e da generatore ed alle dovute correzioni.

Introduzione

Negli ultimi decenni, è stata data molta importanza allo studio di macchine che, pur conservando i pregi di quelle a corrente continua, mancassero degli inconvenienti legati alla presenza del collettore elettromeccanico. Si è giunti, così, alla realizzazione dei DC brushless e degli AC brushless.

In particolare, la ricerca in questo settore si è concentrata su macchine PM brushless e ciò anche grazie al verificarsi di due circostanze favorevoli concomitanti:

- La disponibilità di componenti elettronici di potenza ad elevate prestazioni in termini frequenze di switching e di potenza, a costi contenuti;
- L'ampia commercializzazione di magneti permanenti (PM) realizzati con terre rare, caratterizzati da valori di induzione residua, forza coercitiva e prodotto di energia massimo molto superiori rispetto a quelli ottenibili dai PM a base di ferriti.

Ciò ha consentito di sviluppare di nuove tipologie di PM brushless, che si allontanano da quelle convenzionali.

La macchina brushless a magneti permanenti a flusso trasverso (TFPM) rientra nella classe di queste nuove tipologie.

Questa, per i motivi che appariranno più chiari nel seguito, è caratterizzato da valori della coppia e coppia specifica (coppia per unità di volume) notevolmente maggiori rispetto a quello tipico delle macchine a flusso radiale di pari potenza. Essi sono, pertanto, particolarmente adatti ad essere impiegati in tutte quelle applicazioni in cui gli ingombri costituiscono un vincolo stringente.

L'elevato valore di coppia specifica, e dualmente l'elevato valore della f.e.m. disponibile ai morsetti di armatura, è riconducibile, oltre che all'impiego dei PM alle terre rare, alla particolare geometria del circuito magnetico. Quest'ultimo ha una configurazione tale che la distribuzione di induzione al traferro non presenta alcuna simmetria piana, le linee di forza del campo non si ripetono identicamente su dei piani paralleli, ma seguono un andamento che si sviluppa lungo tre direzioni fortemente variabile al variare dei suoi parametri geometrici, elettrici e magnetici. L'andamento del campo, inoltre, varia fortemente a seconda della topologia e dei rapporti fra le dimensioni geometriche che caratterizzano il circuito magnetico di macchina con evidente conseguente difficoltà di generalizzazione dei risultati.

Le considerazioni appena svolte giustificano il ricorso per lo studio di tali macchine a metodi di calcolo numerici ed in particolare ad analisi FEM impiegate cioè il metodo degli elementi finiti. Tali software consentono, tra l'altro, di valutare il campo al traferro per ogni posizione reciproca statore-rotore e quindi di ricavare molti parametri che caratterizzano il comportamento della macchina, come, ad esempio, le forze elettromagnetiche sviluppate e tensioni indotte.

L'ampia disponibilità di manuali abachi e tabelle da cui dedurre le principali caratteristiche elettriche, geometriche e magnetiche, di molte delle macchine di tipo tradizionale, consente di utilizzare questi metodi numerici per implementare simulazioni atte al rapido raggiungimento di obiettivi di ottimo. Gli stessi metodi numerici si prestano meno all'ottimizzazione della tipologia di macchina in esame, ciò stante la scarsa disponibilità in letteratura informazioni inerenti a valori o intervalli di buon dimensionamento delle caratteristiche geometriche elettriche e magnetiche che costituiscono un necessario punto di partenza per la progettazione ed ottimizzazione di ogni macchina elettrica. Disponendo infatti di risorse computazionali ordinarie, la riduzione del numero di tentativi per raggiungere il target che ci si è posti si traduce in riduzioni significative dei tempi di elaborazione.

Ciò unito all'elevato numero di variabili coinvolte pone in evidenza l'utilità di disporre di un metodo analitico, sia pure approssimato, che consenta di effettuare uno studio di prima battuta della macchina TFPM. Tale approccio contenendo in maniera esplicita le relazioni ed i legami funzionali tra le variabili coinvolte consente di capire su quali parametri ed in che modo agire per raggiungere un determinato obiettivo. Tale approccio consente di giungere ad una configurazione di massima del circuito magnetico quale punto di partenza per successive simulazioni numeriche atte ad affinare il grado di precisione.

La disponibilità di un modello analitico consente, inoltre, di controllare la plausibilità dei risultati ottenuti con l'uso del codice numerico escludendo eventuali errori di implementazione.

Parte di questo lavoro è stato dedicato per i motivi appena detti allo sviluppo di un modello analitico semplificato per la progettazione dei TFPM, ciò con particolare riferimento alla valutazione delle forze elettromagnetiche che esso è in grado di sviluppare.

In particolare, in questa macchina sono distinguibili tre componenti di forza:

- 1) Elettromagnetica: di interazione tra i magneti permanenti e la corrente di armatura;
- 2) Di riluttanza: dovuta alla presenza della sola corrente;
- 3) Cogging: dovuta ai soli PM,

A corrente costante, le suddette componenti di forza sono periodiche e alternative; in particolare, la prima ha un periodo doppio rispetto alle restanti due, quindi la forza risultante è periodica dello stesso periodo della forza di interazione. Anch'essa, inoltre, è ovviamente a valore medio nullo, quindi non c'è alcuna conversione unidirezionale di energia elettromeccanica. Se la corrente di armatura è rettangolare, di opportuna frequenza, adeguatamente correlata alla velocità angolare e al passo polare del motore, la forza di interazione è ancora periodica di periodo doppio rispetto alle altre due componenti di forza, ma caratterizzata da valore medio non nullo. La forza di riluttanza e la cogging force, invece, mantengono ancora un valore medio nullo.

In particolare, la cogging force è sempre una funzione periodica alternativa qualunque sia l'andamento della corrente, perché essa non dipende affatto da quest'ultima. D'altro canto, se tale forza avesse valore medio diverso da zero, sarebbe violato il principio di conservazione dell'energia. La determinazione del suo contributo ed eventualmente degli accorgimenti

necessari per limitarla, resta però importante in quanto essa influenza in maniera significativa il ripple di coppia.

Ci si può facilmente convincere di quanto appena affermato tenendo conto che la f.m.m. equivalente di magneti e dell'ordine di alcuni kAsp anche per altezze di magneti di pochi mm.

Affinché la macchina in esame possa essere considerata un'alternativa competitiva rispetto ad altre macchine elettriche, è necessario, modulare adeguatamente ogni contributo di forza o f.e.m. compreso quello derivante dalla cogging.

Essendo essa dipendente dalla legge di variazione della permeanza di traferro "vista" dai magneti al variare della posizione reciproca statore-rotore, è possibile agire su di essa ottenendo un contributo armonico dell'andamento della jogging lungo la periferia di macchina che sia riducibile utilizzando configurazioni di TFPM multistadio.

Se ad esempio, si riuscisse ad ottenere una cogging force priva di armoniche pari, essa si potrebbe cancellare disponendo due stadi con rotor (o statori) sfasati tra loro di 180° elettrici; invece, se non ci fossero armoniche multiple di tre, la cogging risultante sarebbe costantemente nulla disponendo tre stadi con rotor (o statori) sfasati tra loro di 120° elettrici; quest'ultima soluzione sarebbe preferibile in modo da poter utilizzare per l'alimentazione un convenzionale inverter trifase, ottenendo un costo minore per l'azionamento.

Questa strategia si può, ovviamente, sfruttare anche per compensare le componenti alternative della forza di interazione e di quella di riluttanza. In questo caso, la legge di variazione della corrente deve essere volta, più che alla riduzione dell'ampiezza di tali componenti alternative, a modificarne il contenuto armonico col fine di facilitarne la compensazione utilizzando tre stadi.

Evidentemente quanto fin qui esposto con riferimento alle forze o alle coppie vale dualmente con riferimento al funzionamento della stessa macchina quale generatore elettrico.

La possibilità di operare così come detto è ovviamente subordinata alla conoscenza puntuale di tutte le componenti e dunque alla conoscenza della distribuzione di permeanza.

CAPITOLO I

La macchina PM brushless a flusso trasverso

1.1 Introduzione alle macchine PM brushless

Attualmente il mercato offre molti tipi di motori o generatori elettrici, ognuno dei quali è in grado di far fronte alle diverse esigenze in campo industriale, dei trasporti, domestico, ecc. Tuttavia, si può affermare che tutte queste macchine derivano direttamente da tre classi principali: la macchina a corrente continua, quella asincrona e quella sincrona.

La macchina a corrente continua è stata la prima ad essere concepita (le prime dinamo risalgono al 1833) e, nella versione con eccitazione indipendente, essa ha avuto un ruolo predominante, fino a pochi decenni fa, nel campo degli azionamenti a velocità variabile. Ciò è dovuto all'intrinseca semplicità della regolazione di velocità e di potenza di questi motori in un ampio range di valori, qualità questa che era fondamentale prima dell'avvento dei moderni convertitori statici. Ad essa è possibile conferire anche una buona risposta dinamica.

Il suo principale svantaggio è contenuto nella presenza di un commutatore elettromeccanico, il collettore. Quest'ultimo è sede di numerosi inconvenienti tra i quali ricordiamo la limitazione di velocità e di potenza massima del motore, l'incremento dell'inerzia delle masse rotanti e dell'ingombro complessivo, la riduzione del rendimento e della robustezza, la maggiore rumorosità e tutti quelli derivanti dalla presenza degli archi elettrici caratteristici del fenomeno della commutazione (riscaldamenti localizzati, usura delle spazzole, inquinamento elettromagnetico, necessità di lavorare in adatta atmosfera, ecc.). Ciò rende questo motore poco adatto in applicazioni richiedenti elevate velocità di rotazione, valori elevati di tensioni e di correnti, frequenti variazioni del regime di funzionamento e necessità di lavorare in atmosfera aggressiva e/o esplosiva. Con una progettazione mirata, si possono attenuare alcuni dei suddetti inconvenienti pagando, però, lo scotto di un maggiore ingombro e/o di un minore rendimento. Perciò, quando sono richiesti valori elevati sia di rendimento che di densità di potenza, nelle suddette applicazioni è preferibile fare ricorso a differenti tipi di macchine.

I motori asincroni, non presentando il collettore, presentano caratteristiche di affidabilità e che superano i limiti di quelli prima detti. Anche se tali motori risalgono alla fine del XIX secolo, essi hanno dovuto attendere i progressi fatti nel campo dei convertitori per essere utilizzati nell'ambito degli azionamenti a velocità variabile. Infatti, solo alimentando l'asincrono con i moderni convertitori è possibile regolarne in maniera ampia la velocità e la potenza mantenendo un rendimento elevato e garantendo una buona risposta dinamica. Questi motori, però, non presentano grossi margini di miglioramento della densità di potenza e del

rendimento. In queste macchine, infatti, l'aumento di potenza a parità di dimensioni può essere ottenuto solo incrementando le correnti, ma in ciò si è limitati dall'insorgenza della saturazione del ferro e, prima ancora, dalle resistenze statorica e rotorica e dalle reattanze di dispersione degli avvolgimenti. Infatti, le perdite per effetto Joule non possono crescere troppo a causa dell'insufficiente smaltimento di calore. Quest'ultimo problema si presenta soprattutto nelle macchine di taglia piccola e media per le quali si preferisce evitare l'impiego di sofisticati sistemi di raffreddamento. In tali casi, allora, quando gli obiettivi principali sono valori rilevanti della densità di potenza e del rendimento, è preferibile utilizzare motori di tipo diverso che consentano di sviluppare una elevata coppia per unità di volume senza grosse perdite negli avvolgimenti, in modo da poter utilizzare sistemi di raffreddamento convenzionali. Questo risultato si può perseguire considerando accoppiamenti magnetici statore-rotore di tipo non esclusivamente amperiano. A tal fine si può prevedere di sostituire l'avvolgimento di uno dei due elementi di macchina con dei magneti permanenti (nel seguito spesso indicati con l'acronimo PM, *permanent magnet*) in modo da eliminare le perdite nel rame dovute a tale avvolgimento.

Ovviamente, l'asincrono non può prevedere la presenza dei PM, a differenza della macchina a corrente continua con eccitazione indipendente e di quella sincrona nelle quali i PM possono sostituire l'avvolgimento di eccitazione. Nel sincrono ciò comporta anche l'eliminazione del sistema di spazzole e questo rappresenta un ulteriore vantaggio. Nella macchina a corrente continua, invece, il sistema di spazzole e, naturalmente, il collettore, si trovano sull'armatura e quindi, anche con l'impiego dei PM, essi sono ancora presenti. Gli inconvenienti legati alla presenza del collettore si possono eliminare sostituendo quest'ultimo con un dispositivo di commutazione elettronica e spostando l'eccitazione sul rotore. In questo modo si ottiene quello che va sotto il nome di macchina DC brushless, la quale, pur possedendo i pregi dei motori in corrente continua, non ne presenta gli inconvenienti legati alla presenza del collettore. Queste proprietà si possono anche ottenere per mezzo di macchine che hanno la struttura elettromeccanica di un motore sincrono a riluttanza variabile, a magneti permanenti, o ibrido, ed alimentate, tramite convertitore, in modo tale che il loro comportamento di insieme e le loro caratteristiche esterne risultino molto simili a quelle di un motore a corrente continua. In questo caso si parla di macchina AC brushless.

Si consideri la macchina AC brushless a magneti permanenti (detta, più brevemente, PM brushless), le sue caratteristiche principali possono riassumersi in:

- 1) possiede tutti i pregi del motore in corrente continua;
- 2) non presenta il collettore e i relativi inconvenienti;
- 3) non presenta l'avvolgimento di eccitazione, con conseguente incremento del rendimento;
- 4) l'eccitazione è costituita da PM e, poiché i PM attualmente utilizzati sono caratterizzati da un prodotto di energia massimo molto elevato, ciò consente a questi motori di avere anche una rilevante potenza per unità di volume.

La realizzazione di motori PM brushless competitivi è stata possibile grazie al grande sviluppo concomitante di due distinti settori: quello dell'elettronica di potenza e quello dei PM.

Per alimentare correttamente un motore PM brushless sono necessari convertitori impieganti interruttori statici con un'elevata frequenza di commutazione; grazie ai progressi nel campo dei dispositivi di potenza a semiconduttore, il GTO, che già consente l'impiego di convertitori per elevate potenze, è oggi affiancato dall'IGBT che lo supera in prestazioni, consentendo frequenze di commutazione ben più alte.

Per quanto riguarda i PM, quelli di ultima generazione, introdotti a partire dagli anni '60, hanno prestazioni notevolmente superiori rispetto a quelli delle generazioni precedenti (AlNiCo, introdotto nel 1930, e ferriti, apparse nel 1938). Questi PM sono realizzati usando i lantanidi, o metalli delle terre rare, e perciò sono indicati come "PM alle terre rare"; i tipi di gran lunga più diffusi sono quelli al samario-cobalto (SmCo) e quelli al neodimio-ferro-boro (NdFeB). I PM alle terre rare possiedono una induzione residua B_r ben superiore rispetto a quella delle ferriti, un campo coercitivo H_c sensibilmente maggiore rispetto a quello degli AlNiCo e un prodotto di energia massimo $(HB)_{\max}$ molto più alto sia di quello delle ferriti che di quello degli AlNiCo. I ranges tipici dei valori di queste grandezze, per i diversi tipi di PM, sono riportati nella seguente tabella:

	B_r [T]	H_c [kA/m]	$(HB)_{\max}$ [kJ/m ³]
AlNiCo	0,7÷1,35	45÷110	11,5÷72
Ferriti	0,20÷0,44	130÷300	8÷35
Terre rare: SmCo	0,8÷1,2	310÷750	120÷240
Terre rare: NdFeB	1,03÷1,47	830÷1005	225÷415

Tab. 1.1

Un altro aspetto positivo è che, recentemente, si sta verificando un abbattimento dei costi dei PM alle terre rare, rendendone possibile un utilizzo più massiccio.

Dalle considerazioni riportate in questo paragrafo si comprende che i motori PM brushless risultano essere un'alternativa molto attraente quando i vincoli sulle dimensioni, la potenza e il rendimento sono particolarmente restrittivi, circostanza che si verifica, ad esempio, nel settore della trazione elettrica. Valori elevati di densità di potenza e di rendimento sono caratteristiche importanti anche in applicazioni diverse dai trasporti come, ad esempio, nell'ambito della generazione eolica e nella realizzazione dei gruppi elettrogeni azionati da motori diesel. Quest'ultima considerazione suggerisce di non limitare il campo di indagine al solo funzionamento da motore della macchina PM brushless.

Per migliorare le caratteristiche peculiari di questa macchina, in particolare la sua elevata densità di potenza, sono allo studio per essa configurazioni geometriche e magnetiche

innovative. La macchina PM brushless a flusso trasverso rappresenta, in tal senso, uno dei percorsi evolutivi più promettenti.

1.2 La macchina PM brushless a flusso trasverso

Le macchine PM brushless, ed in generale tutte le macchine elettriche, possono distinguersi in base alla correlazione esistente tra le superfici di giacitura delle linee di forza del campo magnetico al traferro e la direzione del moto. In questo senso, si può fare una classificazione in macchine elettriche a flusso radiale, a flusso assiale e a flusso trasverso.

Nella prima tipologia ricadono quelle macchine caratterizzate da linee di forza del campo magnetico al traferro che si sviluppano su piani contenenti la direzione del moto.

Alla seconda famiglia appartengono quelle macchine (ad esempio i *pancake motors*) in cui le linee di forza del campo magnetico attraversano il traferro in senso assiale. In particolare, il traferro è delimitato da piani paralleli ortogonali all'asse di rotazione.

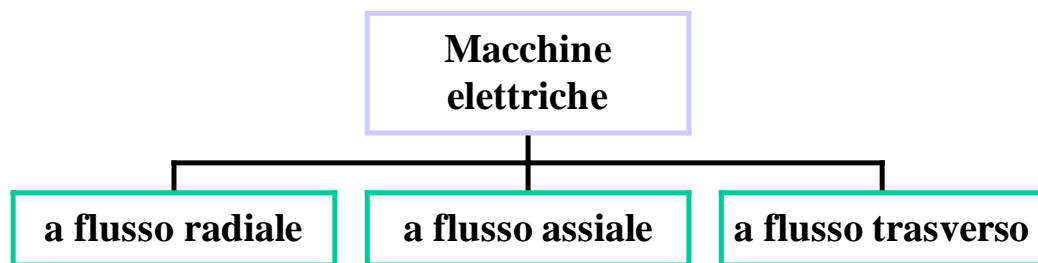


Fig 1.1 - Classificazione delle macchine elettriche in funzione dell'andamento delle linee di forza del campo magnetico al traferro

Nella terza famiglia ricadono tutte le macchine che presentano le linee di forza del campo magnetico al traferro giacenti su superfici piane (o quasi piane) ortogonali alla direzione del moto. Pertanto, nelle macchine rotanti, le superfici in questione sono quelle che contengono l'asse di rotazione.

Le macchine PM brushless che appartengono alla terza famiglia si dicono “macchine PM brushless a flusso trasverso” e nel seguito si indicheranno con l'acronimo TFPM (Transverse Flux Permanent Magnet).

Esistono diverse possibili topologie per il circuito magnetico delle macchine TFPM, tuttavia è possibile individuare una configurazione fondamentale che viene di seguito illustrata relativamente ad una singola fase.

Un avvolgimento posto sullo statore eccita una distribuzione omopolare di f.m.m. al traferro. Ciò significa che spostandosi lungo la coordinata del moto (cioè percorrendo un arco di circonferenza nel caso di macchine rotanti, ovvero un segmento rettilineo nel caso di motori lineari) la polarità della f.m.m. statorica non cambia. Nelle macchine rotanti l'avvolgimento ha una forma toroidale. Il campo magnetico che la corrente circolante in tale avvolgimento crea al traferro è modulato dalla struttura dentata dello statore in modo da

produrre delle armoniche spaziali. I denti di statore possono essere costituiti da una serie di nuclei magnetici a forma di “C” oppure possono essere integrati in un’unica struttura ferromagnetica.

Nel frattempo, un certo numero di PM, disposti opportunamente sul rotore, genera un campo magnetico eteropolare al traferro (cioè spostandosi lungo la coordinata del moto si incontrano poli eteronomi del campo) la cui frequenza dell’armonica spaziale fondamentale deve essere la stessa di quella del campo prodotto dallo statore. Dall’interazione tra i due campi nasce una forza o una coppia elettromagnetica (a seconda che il motore sia rispettivamente lineare o rotante).

Per via della loro struttura magnetica, queste macchine sono anche chiamate VRPM (Variable Reluctance Permanent Magnet).

Le caratteristiche ora illustrate rappresentano un’innovazione rispetto alle strutture costruttive tradizionali delle macchine elettriche e consentono di ottimizzare importanti grandezze come la densità di forza (e dunque quella di coppia) e il rendimento della conversione elettromeccanica dell’energia. Per giustificare questa affermazione occorre esporre il principio di funzionamento di questa macchina.

1.3 Principio di funzionamento della macchina TFPM

Poiché la macchina TFPM è una particolare macchina sincrona brushless a magneti permanenti, per meglio comprenderne il principio di funzionamento, conviene partire da quello di quest’ultima nella consolidata configurazione a flusso radiale.

1.3.1 Macchina PM brushless a flusso radiale

In figura 1.2 è disegnata una rappresentazione linearizzata di tale macchina.

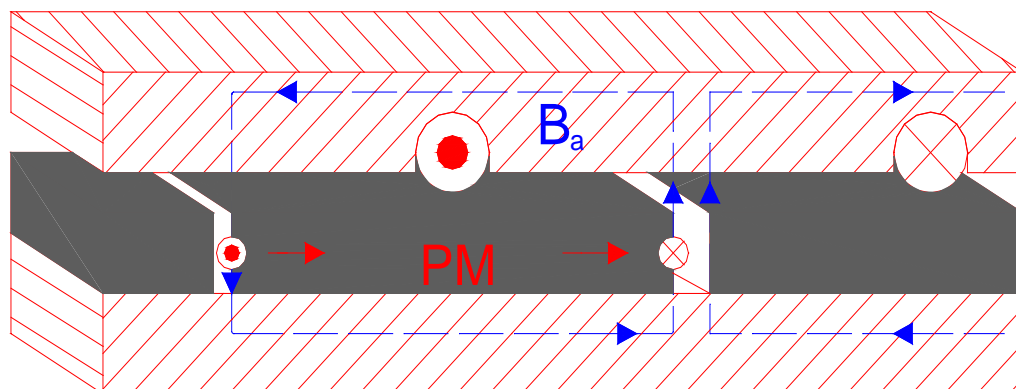


Fig. 1.2 - Vista frontale linearizzata di un passo polare di una macchina PM brushless a flusso radiale.

È noto che la forza che si instaura fra il rotore e lo statore di una macchina elettrica è dovuta all'interazione fra un campo magnetico e una corrente elettrica, in base alla nota formula di Lorentz:

$$\vec{F} = i \cdot \vec{l} \times \vec{B} \quad (1.1)$$

Nelle macchine sincrone la cui eccitazione è dovuta ai magneti permanenti disposti sul rotore, il processo di produzione della forza può essere seguito sostituendo ai PM delle spire equivalenti nastrofornite in cui circola una corrente equivalente di magneti I_m . Quest'ultima interagisce con il campo magnetico B_a prodotto dall'avvolgimento di statore.

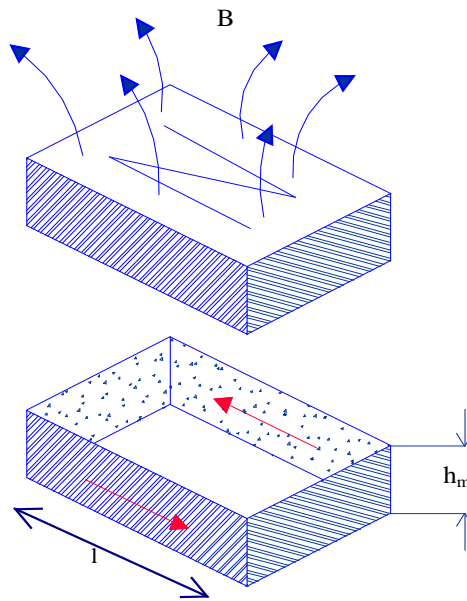


Fig. 1.3 - Magnete permanente e sua spira equivalente

Ciò è in accordo col fatto che un magnete permanente può essere schematizzato, in termini di circuito equivalente, con un generatore ideale di f.m.m. pari a:

$$\theta_m = H_{mo} \cdot h_m$$

con in serie una riluttanza pari a:

$$R_m = \frac{h_m}{\mu_m S_m}$$

dove h_m e S_m sono rispettivamente l'altezza e la sezione trasversale del PM, mentre H_{mo} e μ_m sono rispettivamente il campo coercitivo e la permeabilità reversibile del PM.

Inoltre, essendo:

$$H_{mo} = \frac{B_r}{\mu_m}$$

si ha:

$$\theta_m = \frac{B_r h_m}{\mu_m} = \frac{B_r h_m^*}{\mu_0}$$

dove B_r è l'induzione residua del PM, μ_0 è la permeabilità magnetica dell'aria e $h_m^* = \frac{h_m \mu_0}{\mu_m}$

è l'altezza del magnete ridotta di un opportuno fattore che tiene conto della differenza tra la permeabilità magnetica del PM (che coincide con la permeabilità reversibile) e quella dell'aria ($h_m^* < h_m$ perché $\mu_m > \mu_0$). Per chiarire il significato di H_{mo} , B_r e μ_m , in figura 1.4 si riporta la curva di smagnetizzazione e la retta di ritorno magnetico di un PM (k è una costante che tiene conto dei fattori di scala).

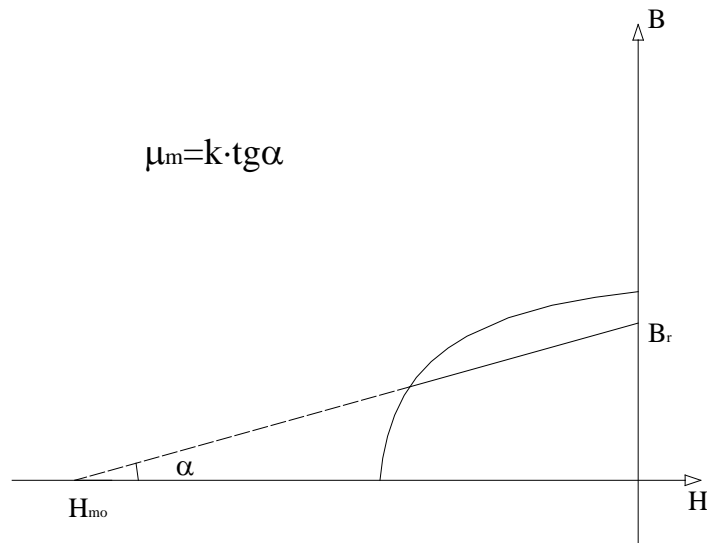


Fig. 1.4

Se si schematizza il PM con un'unica spira nastriforme, la corrente I_m che percorre tale spira coincide numericamente con la f.m.m. equivalente θ_m del PM.

Si supponga, ora, che la posizione reciproca statore-rotore sia proprio quella mostrata in figura 1.2. In tal caso la forza di interazione tra il campo prodotto dalla corrente ed i PM è massima e la si può ricavare a partire dalla (1.1). Si ha:

$$F_{R(\tau)} = 2 \cdot \theta_m \cdot B_a \cdot l = 2 \cdot \frac{B_r}{\mu_0} \cdot B_a \cdot h_m^* \cdot l \quad (1.2)$$

dove l è la lunghezza assiale dei PM, coincidente con la lunghezza magnetica assiale di una fase della macchina, e $F_{R(\tau)}$ è la forza agente sulle facce laterali del magnete e che determina lo spostamento del rotore. Il fattore 2 tiene conto del fatto che sono 2 le facce laterali del PM che contribuiscono alla formazione della forza; pertanto su ognuna di esse agirà $F_{R(\tau)}/2$ (vedi figura 1.5).

$F_{R(\tau)}$ è, quindi, il valore massimo della forza per un passo polare dovuta all'interazione tra la corrente e i PM.

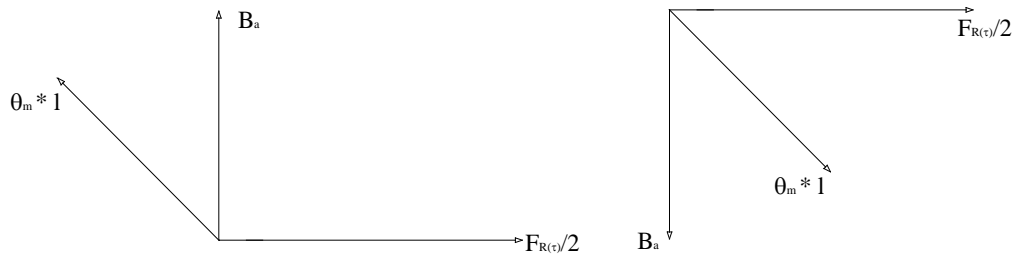


Fig. 1.5

Detta θ_a la f.m.m. dell'avvolgimento statorico e trascurando la caduta di f.m.m. nel ferro, si può scrivere:

$$B_a = \frac{\mu_0 \cdot \theta_a}{2 \cdot (h_m^* + \delta)} \quad (1.3)$$

dove δ è il traferro.

La forza per passo polare $F_{R(\tau)}$, quindi, assume la seguente espressione:

$$F_{R(\tau)} = 2 \cdot \frac{B_r}{\mu_0} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \theta_a}{2 \cdot (h_m^* + \delta)} \cdot h_m^* \cdot l = \frac{B_r \theta_a}{(h_m^* + \delta)} \cdot h_m^* \cdot l \quad (1.4)$$

Per calcolare la densità di forza f_R , basta dividere $F_{R(\tau)}$ per la superficie sottesa ad un passo polare:

$$f_R = \frac{F_{R(\tau)}}{l \cdot \tau} = \frac{B_r \theta_a}{(h_m^* + \delta) \tau} \cdot h_m^* \quad (1.5)$$

dove τ è il passo polare.

Questa relazione mostra che, fissati il tipo di PM, la f.m.m. dell'avvolgimento ed il traferro, per aumentare la densità di forza bisogna incrementare il rapporto h_m^* / τ . Inoltre, poiché generalmente $h_m^* \gg \delta$, la densità di forza dipende poco da h_m^* , segue che essa dipende praticamente solo da τ e precisamente aumenta al diminuire di τ . Questo lo si poteva ricavare anche considerando che, a parità di dimensioni della macchina, diminuendo il passo polare aumenta il numero di coppie polari e, poiché ad ognuna di queste è associata una $F_{R(\tau)}$, la forza risultante aumenta. Ulteriore conferma di ciò può ottenersi tenendo presente che, contribuiscono attivamente alla generazione della forza solo le facce laterali dei PM, quindi la riduzione dell'area delle facce frontali, che si ha a seguito della riduzione del passo polare, non comporta alcuna riduzione della forza agente sul singolo PM.

Nelle macchine a flusso radiale, la riduzione del passo polare oltre certi limiti non risulta essere più efficace, infatti, al ridursi di τ , le cave statoriche si avvicinano e/o diventano più strette; nel primo caso i denti statorici si assottigliano, rendendo molto più facile, a parità di

campo al traferro, incorrere nella saturazione del ferro che li costituisce; nel secondo caso, ad un certo punto, non ci sarebbe più lo spazio necessario per l'avvolgimento. In entrambi i casi, ciò si traduce in una limitazione per la corrente statorica. Si può concludere, quindi, che, nelle macchine PM brushless a flusso radiale, la riduzione del passo polare oltre un certo valore non contribuisce più all'aumento della densità di forza. A causa di ciò, per tali macchine la densità di forza assume valori minori di 10 N/cm^2 come ci si può rendere conto dal seguente esempio numerico.

Riagganciando i termini della relazione (1.5) si ha:

$$f_R = \frac{F_{R(\tau)}}{l \cdot \tau} = \frac{2 \cdot B_r}{\mu_0} \cdot B_a \cdot \frac{h_m^*}{\tau} = \frac{B_r^2}{2 \cdot \mu_0} \cdot 4 \cdot \frac{B_a}{B_r} \cdot \frac{h_m^*}{\tau} \quad (1.6)$$

Assunta la posizione:

$$f_R^* = 4 \cdot \frac{B_a}{B_r} \cdot \frac{h_m^*}{\tau} \quad (1.7)$$

dove f_R^* è una densità di forza normalizzata. Si ha,

$$f_R = \frac{B_r^2}{2 \cdot \mu_0} \cdot f_R^* \quad (1.8)$$

considerando valori tipici per queste macchine segue:

$$\begin{array}{lll} \tau = 60 \text{ mm} & h_m^* = 6 \text{ mm} & \delta = 1 \text{ mm} \\ \theta_a = 3 \text{ kA} & B_r = 1.0 \text{ T} & \end{array}$$

da cui:

$$B_a = \frac{\theta_a \cdot \mu_0}{2(h_m^* + \delta)} = 0.269 \text{ T}$$

$$f_{R(\tau)}^* = \frac{4B_a \cdot h_m^*}{B_r \cdot \tau} = 0.108$$

$$\frac{B_r^2}{2 \cdot \mu_0} = 39.8 \text{ N/cm}^2$$

$$f_{R(\tau)} = \frac{B_r^2}{2 \cdot \mu_0} \cdot f_{R(\tau)}^* = 4.3 \text{ N/cm}^2$$

Nei calcoli si è supposto che i PM si portino a lavorare ad un valore di induzione B_m tale che la sovrapposizione di B_a e di B_m non comporti problemi legati alla saturazione del ferro, in modo che la relazione fra $f_{R(\tau)}$ e θ_a possa considerarsi ancora lineare (caratteristica per la macchina a configurazione a flusso radiale è la condizione $B_a \leq B_m \leq B_r$). Bisogna, però, far presente che il campo risultante al traferro si intensifica all'interno dei denti statorici e ciò si verifica tanto più, quanto più piccolo è il rapporto fra la larghezza del dente e quella della cava, quindi, per evitare il problema della saturazione, si dovrà limitare opportunamente la larghezza di cava. Per un dato raggio della macchina, ciò significa fissare il passo polare. Il

valore ottimale che deve assumere B_a risulta quello più alto possibile compatibile con l'assenza di saturazione. Da notare, comunque, che per avere valori elevati di B_a , bisogna avere delle correnti di avvolgimento elevate e, per non avere eccessive perdite per effetto Joule, occorre aumentare la sezione del conduttore, dunque la larghezza di cava e per non avere la saturazione anche τ . Perciò, come detto in precedenza, la necessità di non aumentare troppo la larghezza di cava a scapito di quella di dente non rende conveniente, ai fini dell'incremento della densità di forza, far scendere il passo polare al di sotto di un certo valore limite. Ribaltando il punto di vista, non è possibile incrementare troppo la corrente nell'avvolgimento statorico e questo limita i valori di densità di forza raggiungibili.

Come si vede dal grafico nella figura 1.6, riferito all'esempio numerico sopra riportato, diminuendo τ la densità di forza f_R all'inizio cresce, ma da un certo valore in giù di τ essa va decrescendo.

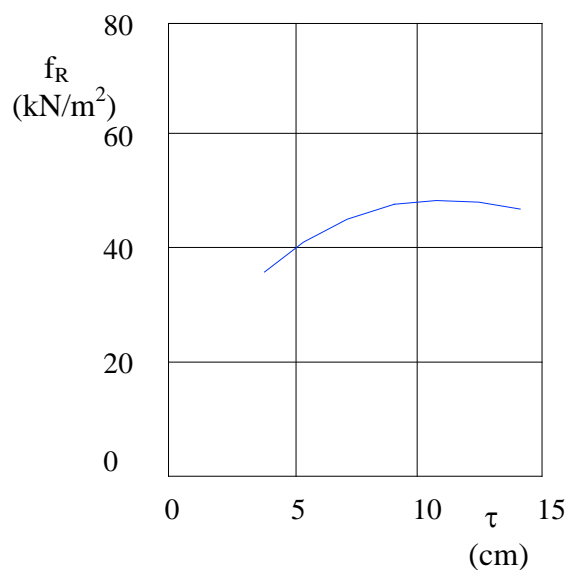


Fig. 1.6 - Andamento della densità di forza in funzione del passo polare per una macchina PM brushless a flusso radiale

1.3.2 Macchina TFPM

In figura 1.7 è riportata, in forma linearizzata, la nuova configurazione del circuito magnetico di macchina.

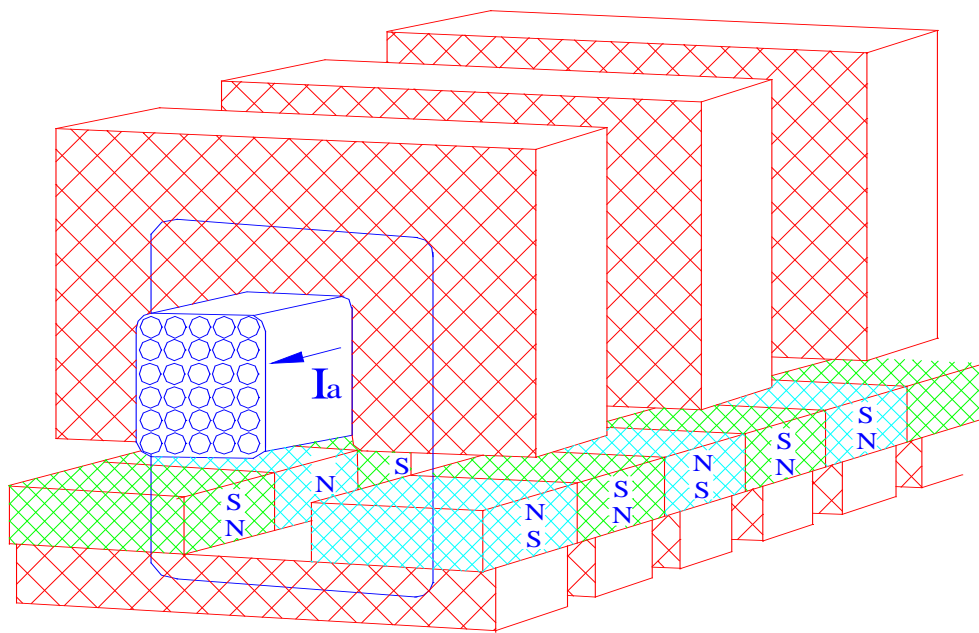


Fig. 1.7 - Vista linearizzata di una macchina TFPM

La caratteristica più importante di queste macchine consiste nel fatto che *la disposizione a flusso trasverso consente di superare i limiti della macchina a flusso radiale relativi alla possibilità di incrementare la densità di forza grazie alla riduzione del passo polare.*

Le peculiarità della macchina TFPM sono legate principalmente alla presenza dei nuclei statorici a forma di “C”, i quali guidano il flusso magnetico prodotto dall’avvolgimento in piani trasversali rispetto alla direzione del moto, a differenza di quanto avviene nelle macchine a flusso radiale, dove i piani che contengono il flusso sono paralleli alla direzione del moto.

L’avvolgimento è disposto in maniera circonferenziale; esso determina, così, un’induzione omopolare che viene modulata dalla dentatura statorica, e interagisce con quella eteropolare prodotta dai magneti permanenti disposti sul rotore in disposizione alternata, sia in senso assiale che circonferenziale. Del rotore fanno parte anche i settori di materiale ferromagnetico, su cui sono fissati i PM, i quali sono necessari per la richiusura del flusso.

Sebbene, come si può notare dalla figura, lo spazio che c’è fra i nuclei statorici non contribuisce alla generazione di forza, questa loro disposizione consente di ridurre il passo polare senza incorrere nel problema della disponibilità di spazio dedicato agli avvolgimenti. Una riduzione del passo polare corrisponde, infatti, ad avere delle “C” più strette nella direzione del moto, ma lo spazio disponibile per l’alloggiamento delle spire statoriche non viene ridotto. In questo modo, il problema della saturazione del ferro, conseguente ad una riduzione dello spazio per gli avvolgimenti tipico delle macchine a flusso radiale viene superato. La sezione dell’avvolgimento, inoltre, non essendo vincolata al passo polare, può essere aumentata per ridurre le perdite nel rame, con conseguente incremento del rendimento.

Ricapitolando, nella macchina a flusso radiale, sia il passo polare che la sezione dell'avvolgimento sono legati al diametro di macchina, quindi, a parità di quest'ultimo, non si può aumentare indiscriminatamente l'uno senza che l'altro non ne risenta negativamente. Con il flusso trasverso, invece, il passo polare dipende dal diametro della macchina e lo spazio disponibile per l'avvolgimento dipende dalla geometria di macchina ma non dal passo polare; non c'è quindi competizione tra queste due quantità, pertanto il progettista le può scegliere in maniera indipendente, ad evidente vantaggio della densità di forza.

Nella posizione relativa statore-rotore mostrata in figura 1.7, la forza di interazione tra la corrente e i PM è massima. Tale forza, agente su ciascun doppio passo polare è:

$$F_{R(2\tau)} = 4 \cdot \theta_m \cdot B_a \cdot l \quad (1.9)$$

dove

$$\begin{aligned} \theta_m &= \frac{B_r h_m^*}{\mu_o} \\ B_a &= \mu_o \frac{\theta_a}{2(h_m^* + \delta)} \end{aligned} \quad (1.10)$$

Il fattore 4 nella (1.9) compare perché sono 4 le facce laterali dei PM che contribuiscono alla formazione della forza.

Esplicitando i termini nella (1.9), si ha:

$$F_{R(2\tau)} = 4 \cdot \frac{B_r \cdot h_m^*}{\mu_o} \cdot \frac{\mu_o \cdot \theta_a}{2(h_m^* + \delta)} \cdot l = 2 \frac{B_r \cdot \theta_a \cdot h_m^*}{h_m^* + \delta} \cdot l \quad (1.11)$$

La densità di forza è pertanto:

$$f_R = \frac{F_{R(2\tau)}}{2\tau \cdot l} = \frac{B_r \cdot \theta_a}{h_m^* + \delta} \cdot \frac{h_m^*}{\tau} \quad (1.12)$$

che coincide con l'espressione relativa alla macchina a flusso radiale.

Dalla (1.12) si evince che, per B_r e B_a fissati, la densità di forza dipende proporzionalmente dal rapporto h_m^*/τ . Ma B_a dipende da h_m^* e, poiché generalmente $h_m^* \gg \delta$, la f_R , una volta fissata θ_a , dipende poco da h_m^* . In definitiva, anche stavolta si deduce che la densità di forza, una volta fissati B_r , θ_a e δ , dipende praticamente solo dal passo polare e, precisamente, in modo inversamente proporzionale da esso.

Ciò non significa che si può ridurre in maniera indiscriminata il passo polare: d'altro canto, al ridursi di τ , il valore della densità di forza aumenterebbe indefinitamente e ciò non sarebbe fisicamente possibile. Nella realtà, al diminuire di τ aumentano i flussi dispersi fra i nuclei statorici e diminuisce pertanto la densità di forza sviluppata. L'andamento di f_R in funzione di τ , quindi, non è iperbolico (curva blu di figura 1.8) come si poteva pensare guardando la (1.12), ma vi sarà un massimo in corrispondenza di un valore ottimo del passo polare che sarà quello da perseguire (curva rossa di figura 1.8).

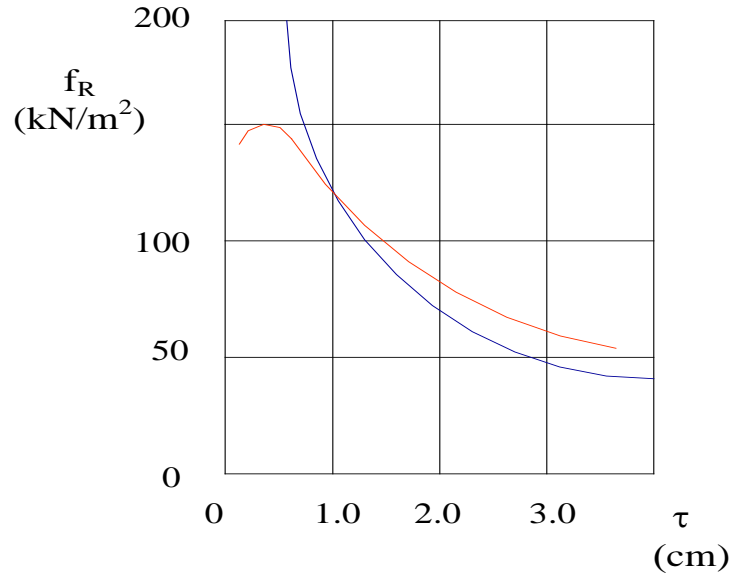


Fig. 1.8 - Curva blu: andamento ideale di f_R in funzione di τ ; Curva rossa: andamento reale di f_R in funzione di τ

Il flusso disperso, la cui polarità è determinata dal verso della corrente statorica, interagisce con i PM che non si trovano al di sotto delle salienze statori e che presentano una polarità opposta rispetto a quella dei magneti che si affacciano sotto tali salienze; per tale motivo, si determina sui primi una forza di interazione con la corrente che risulta negativa rispetto a quella che si determina sui secondi. L'effetto globale, pertanto, è un indebolimento della forza motrice. Lo stesso fenomeno può essere visto anche in un altro modo: il flusso dovuto ai magneti che non si trovano di fronte ai poli statorici viene ad essere disperso e, anzi, indebolisce il flusso all'interno delle "C" stesse. In altre parole, solo la metà dei PM partecipa alla generazione del flusso concatenato con l'avvolgimento e l'altra metà tende addirittura ad indebolirlo.

Detti $B_{a(p)}$ e $B_{a(d)}$ le induzioni magnetiche al traferro relative rispettivamente al flusso principale e a quello disperso prodotti dall'avvolgimento statorico, si può scrivere in maniera semplice l'espressione della forza di interazione, che tenga conto dell'effetto appena illustrato, nel seguente modo:

$$F_{R(2\tau)} = 4 \frac{B_r \cdot h_m^*}{\mu_o} (B_{a(p)} - B_{a(d)}) \cdot l \quad (1.12)$$

da cui la densità di forza:

$$f_R = \frac{2B_r}{\mu_o} \cdot (B_{a(p)} - B_{a(d)}) \cdot \frac{h_m^*}{\tau} \quad (1.13)$$

Per confrontare questa densità di forza con quella relativa ad una macchina a flusso radiale, conviene fare riferimento alla densità di forza normalizzata:

$$f_R^* = \frac{4}{B_r} \cdot (B_{a(p)} - B_{a(d)}) \cdot \frac{h_m^*}{\tau} \quad (1.14)$$

Con riferimento all'esempio numerico prima considerato e ipotizzando che $B_{a(d)} \cong B_{a(p)}/2$, si ottiene $f_R^* = 0.054$, cioè la metà di quanto si riesce ad ottenere con la macchina a flusso radiale. Ma ora il passo polare può essere sensibilmente minore; ad esempio, considerando un $\tau = 10$ mm, si ha $f_R^* = 0.324$, che è sensibilmente maggiore rispetto al valore che si ottiene con la macchina a flusso radiale. Per quanto riguarda la densità di forza, si ha

$$f_R = \frac{B_r^2}{2\mu_0} f_R^* = 12.9 \text{ N/cm}^2$$

In generale, le macchine PM brushless a flusso trasverso hanno una densità di forza maggiore di quelle tradizionali a flusso radiale quando il passo polare scende al di sotto di un certo valore limite o, ciò che è lo stesso, quando, a parità di dimensioni, il numero di coppie polari supera un certo valore limite. Questi valori limite variano al variare della potenza nominale della macchina.

E' anche possibile sfruttare questo risultato per utilizzare correnti statoriche inferiori a parità di forza sviluppata, il che comporta una riduzione delle perdite nel rame e quindi un rendimento più alto.

Quella presa ora in considerazione è solo una delle configurazioni della macchina TFPM e viene indicata con la dizione "a magneti piani". Si è, inoltre, considerato il caso di macchina "single sided", cioè con un avvolgimento di statore da un solo lato rispetto al rotore; esistono anche versioni "double sided" nelle quali c'è uno statore attivo ad entrambi i lati del rotore.

1.3.3 Evoluzione dalla configurazione a magneti piani a quella a flusso concentrato (o a collettore)

Il potenziale utilizzo della diminuzione del passo polare, al fine di ottenere un aumento della densità di forza, può essere impiegato meglio in una configurazione "a collettore" dei PM che non in una disposizione a magneti piani. In tal caso si parla di macchina TFPM "a flusso concentrato" (o "a collettore").

Con questa modifica della configurazione è possibile aumentare la densità di flusso di magneti, a parità di traferro, anche a valori superiori all'induzione residua B_r .

Un altro pregio è che il circuito magnetico rispetto a quello della configurazione a magneti piani, presenta un traferro equivalente minore e quindi a parità di f.m.m. storica si ottiene una B_a maggiore. Detto diversamente la riluttanza offerta alla f.m.m. di armatura risulta minore nella configurazione a flusso concentrato.

Le modalità con cui si ottengono le caratteristiche dette saranno qui illustrate con riferimento alla versione "double sided" così come ideata da H. Weh nel 1988.

In figura 1.9 è mostrata, per semplicità linearizzata, la struttura magnetica di macchina.

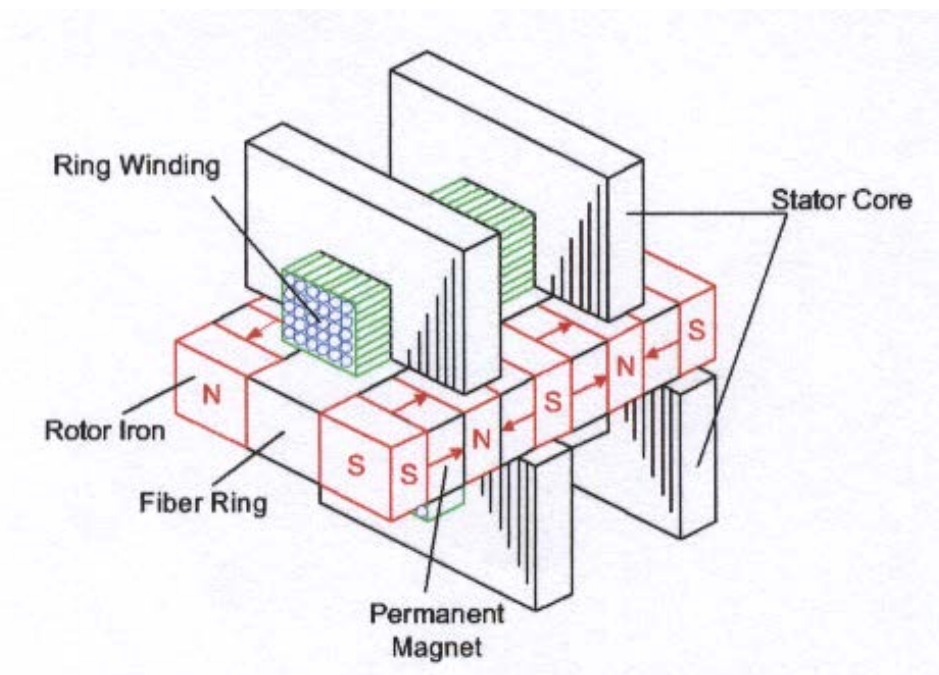


Fig. 1.9 – Rappresentazione linearizzata della macchina TFPM double sided a flusso concentrato

È possibile distinguere due strutture statoriche, una superiore ed una inferiore, disposte in modo da affacciarsi al traferro che le separa dal rotore. Ciascuna delle due strutture statoriche è costituita da nuclei magnetici a forma di “C”, i quali conducono il flusso attorno ad un avvolgimento di armatura. I nuclei sono distanziati fra loro di un passo polare in modo che sotto le gambe di tutti i nuclei si affacci la stessa polarità di magneti. Come si vede, a parte la differenza dovuta al passaggio da una struttura single sided ad una double sided, lo statore resta praticamente invariato nel passaggio dalla configurazione a magneti piani a quella a flusso concentrato.

Per quanto riguarda il rotore, su di esso sono ancora fissati i magneti permanenti, ma questi, rispetto alla configurazione a magneti piani, presentano una magnetizzazione ruotata di 90° rispetto alla precedente e rispetto al traferro. Tra ciascuna coppia di magneti disposti su ciascuno dei piani di macchina ortogonali alla asse di rotazione sono alloggiati dei settori ferromagnetici che hanno il compito di concentrare il flusso al traferro. Essi sono attraversati, nella direzione del movimento, dal flusso prodotto dai magneti. I PM sono presenti sia sul lato sinistro che su quello destro del rotore e sono rappresentati in figura 1.9 con dei blocchetti con le frecce indicanti la direzione di magnetizzazione che è alternata sia lungo la circonferenza di macchina che nella direzione assiale. I settori ferromagnetici rotorici sono rappresentati con dei blocchetti aventi le lettere “N” ed “S” dato che, a causa dei PM, metà sono magnetizzati come poli Sud e l’altra metà come poli Nord. In figura 1.9 si vede anche che i nuclei della struttura statorica superiore devono essere sfasati di un passo polare rispetto a quelli della struttura statorica inferiore, in modo da far richiudere il flusso prodotto dai PM.

Il funzionamento di questa macchina può essere illustrato osservando la figura 1.10. In essa compare l'andamento del flusso prodotto dai magneti permanenti di uno dei due lati del rotore e che fluisce nei settori ferromagnetici rotorici del medesimo lato e nelle "C" statoriche superiori e inferiori per diverse posizioni reciproche statore-rotore.

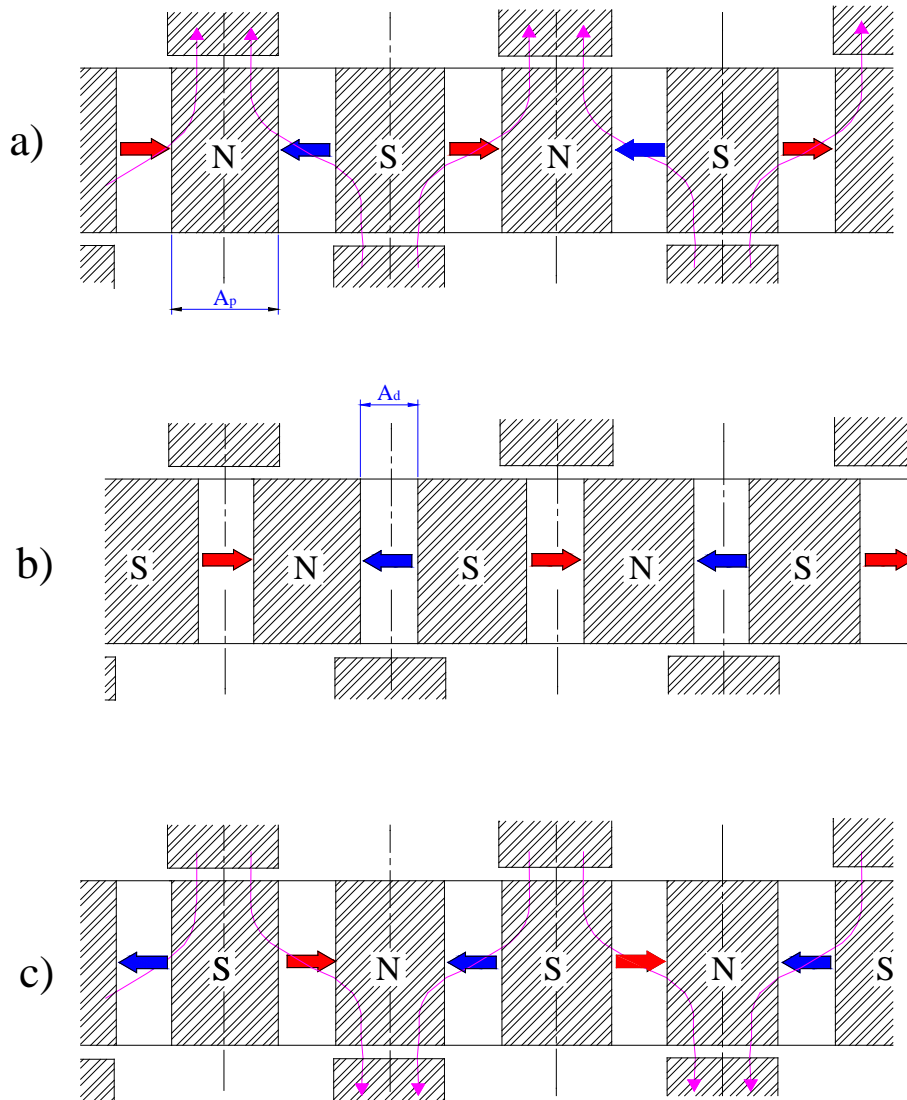


Fig. 1.10 - Andamento delle linee di flusso per differenti posizioni reciproche statore-rotore

Nella posizione a) il flusso generato dai magneti di un lato del rotore li attraversa nella direzione dal polo sud al polo nord (longitudinalmente) e va nei settori ferromagnetici di quel lato del rotore; da questi passa attraverso il traferro ed entra nei nuclei a "C" di una delle due parti dello statore dove viene guidato attorno ad uno dei due avvolgimenti statorici per poi andare dall'altro lato del rotore dopo aver attraversato un secondo traferro. Il suo tragitto prosegue attraverso i settori ferromagnetici e i magneti permanenti di questo lato del rotore e poi nuovamente nel traferro (il terzo); a questo punto entra nei nuclei a "C" dell'altra parte di

statore e circonda l'altro avvolgimento statorico; infine attraversa l'ultimo traferro (il quarto), entra nella parte di rotore da cui era partito e si richiude attraverso i settori ferromagnetici.

La figura 1.12 b) illustra la disposizione del rotore a seguito di uno spostamento $\tau/2$, cioè mezzo passo polare, rispetto alla posizione di figura 1.12 a). A causa della simmetria dei magneti rispetto ai nuclei statorici, in questi ultimi non circola alcun flusso magnetico generato dai PM.

Dopo un ulteriore spostamento di $\tau/2$, la situazione è quella di figura 1.12 c). Il flusso magnetico è di nuovo massimo, ma ora, rispetto alla posizione a), presenta una direzione opposta.

Da quanto detto, risulta evidente che il flusso magnetico che si concatena con gli avvolgimenti statorici cambia in dipendenza della posizione reciproca statore-rotore, quindi, a causa del movimento, si genera una f.e.m. indotta nell'avvolgimento d'armatura; tale f.e.m., moltiplicata per la corrente dell'avvolgimento, determina la prestazione della macchina sia nel funzionamento da motore che in quello da generatore.

E' altresì chiaro che il valore del flusso è influenzato dalle dimensioni dei magneti e dei settori ferromagnetici rotorici. In particolare, il valore della f.e.m. indotta, che è proporzionale alla derivata del flusso, dipende in maniera significativa dal rapporto A_p/A_d fra le aree della sezione trasversale dei magneti e del ferro. Più questo rapporto è maggiore di uno al crescere di esso aumenta l'addensamento sotto ciascun polo.

Gestendo detto rapporto che è possibile aumentare l'induzione al traferro a valori anche superiori all'induzione residua dei magneti, migliorando così il rendimento della macchina e minimizzando il materiale magnetico utilizzato. Si è anche osservato che allargando la sezione trasversale dei magneti e riducendo quella delle parti in ferro rotoriche (nonché anche la larghezza delle "C"), si può concentrare ulteriormente il flusso al traferro incrementando, così, la densità di forza o aumentando (nel caso di uso da generatore) la tensione indotta e disponibile ai morsetti di armatura.

La configurazione magnetica così conferita alla macchina presenta l'ulteriore vantaggio di diminuire il valore del flusso disperso che come noto ha un ruolo antagonista. Si noti poi che, nella configurazione esaminata, tutti i PM partecipano in ogni istante alla produzione del flusso concatenato con l'avvolgimento.

Appare inoltre evidente la riduzione del traferro mediamente visto dalla f.m.m. statorica al variare della posizione reciproca statore-rotore. Esso è pari a $4\delta'$, dove con δ' si è indicato un traferro equivalente pari a $1.2 \div 1.5$ volte il traferro effettivo δ . Questo traferro è sensibilmente minore di quello visto dall'avvolgimento statorico nella configurazione a magneti piani, che è pari a $2(h_m^* + \delta)$.

L' esempio numerico che segue consente di evidenziare le migliori prestazioni di questa tipologia di macchina rispetto alla precedente.

Si considerino i seguenti valori:

$$h_m^* = 6 \text{ mm}$$

$$\delta = 1.0 \text{ mm}$$

$$\delta' = 1.5 \text{ mm}$$

$$A_d/A_p=1$$

$$\mu_m=1.1$$

$$B_r=1.0 \text{ T}$$

$$\theta_a = 3 \text{ kA}$$

si ha:

$$\tau = 26.4 \text{ mm}$$

$$B_{a(p)} = \mu_0 \frac{\theta_a}{4\delta} = 0.628 \text{ T}$$

e, ipotizzando $B_{a(d)} = B_{a(p)}/3 = 0.209 \text{ T}$

$$\text{si ha: } f_R^* = \frac{4}{B_r} \cdot (B_{a(p)} - B_{a(d)}) \cdot \frac{h_m^*}{\tau} = 0.381$$

da cui, la densità di forza è:

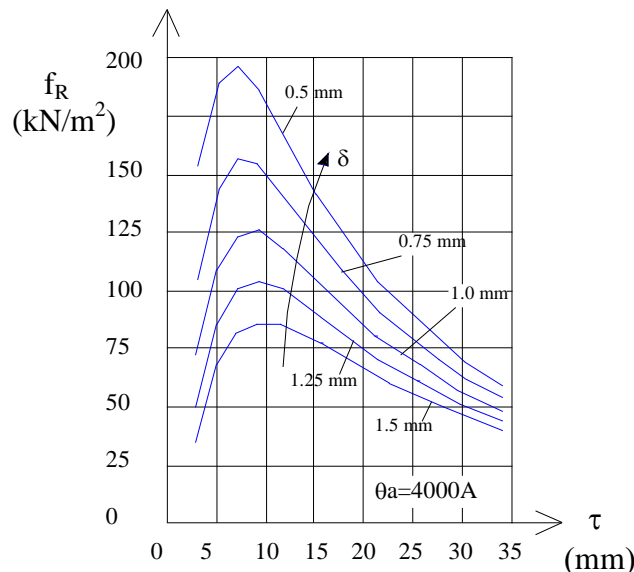
$$f_R = \frac{B_r^2}{2\mu_0} f_R^* = 15.2 \text{ N/cm}^2$$

La situazione migliora ulteriormente quando il rapporto A_d/A_p è maggiore di 1; ad esempio, per $A_d/A_p=1.5$ si ha:

$$f_R^* = 0.457 \quad \text{e} \quad f_R = 18.2 \text{ N/cm}^2$$

L'esempio esposto conferma che questo tipo di macchina riesce a sviluppare, a parità di densità di corrente statorica e di traferro, valori di densità di forza superiori a quelli ottenibili con la configurazione a magneti piani.

In questo paragrafo è risultato altresì evidente che in tutti i tipi di macchine TFPM la natura del flusso è fortemente tridimensionale e ciò rende difficile condurne uno studio mediante un approccio analitico rigoroso. Le relazioni considerate in questo capitolo hanno il solo scopo di indicare l'ordine di grandezza della densità di forza raggiungibile in questi dispositivi. Per questo motivo i TFPM vengono studiati prevalentemente con metodi di calcolo numerici, in particolare con il "metodo degli elementi finiti" (FEM). Ad esempio, questo metodo, applicato ad un TFPM double sided a flusso concentrato, ha fornito i seguenti risultati di densità di forza in funzione del passo polare per una data f.m.m. statorica θ_a (vedi figura 1.12); l'andamento è parametrizzato in funzione del traferro δ .



1.4 Alimentazione di un motore TFPM

Con riferimento ad un motore TFPM, per quanto esposto nel principio di funzionamento, si ha che, al variare della posizione reciproca statore-rotore, per avere una forza di interazione tra la corrente statorica e i PM che non sia a valor medio nullo, occorre che la corrente abbia un opportuno andamento alternativo. Infatti, quando cambia la polarità del campo sotteso alle salienze statoriche e prodotto dai magneti permanenti, affinché la forza di interazione conservi lo stesso verso, è necessario che cambi anche la polarità del campo statorico e quindi il segno della corrente. Quest'ultima potrebbe essere, ad esempio, sinusoidale oppure rettangolare (c.f.r. figura 1.13).

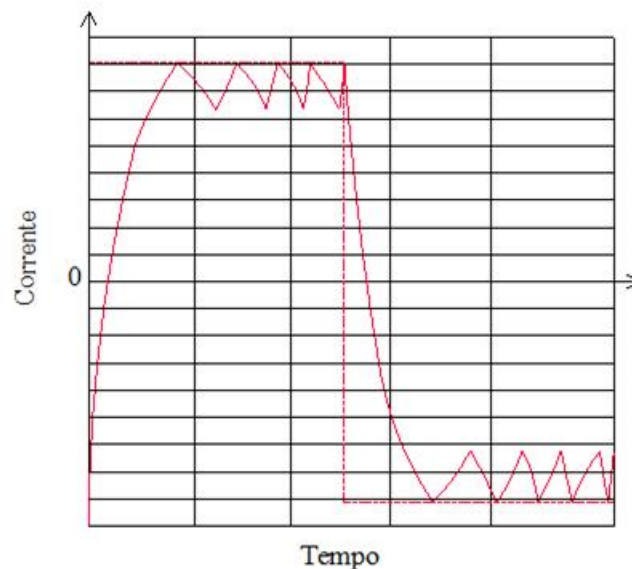


Fig. 1.13 - Andamento della corrente di fase

Ovviamente, la frequenza della corrente statorica dipende dal passo polare e dalla velocità (angolare o lineare) del motore. L'alimentazione di questi motori deve pertanto essere fornita da un inverter con controllo in corrente a cui deve pervenire un segnale proporzionale alla velocità istantanea, ciò limita anche il numero di coppie polari. La frequenza di inversione della corrente, infatti, aumenta al crescere della velocità e del numero p di coppie polari e con essa aumentano anche le perdite nel ferro. Quindi, a parità di velocità, per non avere un eccessivo aumento di queste ultime, p non deve essere troppo elevato, con conseguente limitazione della densità di forza. Per tale motivo queste macchine sono più adatte a lavorare a bassa velocità; inoltre, esse hanno una struttura poco robusta, soprattutto quelle a flusso concentrato, ed anche per tale motivo non sono adatte a lavorare a velocità elevata.

1.5 Realizzazione multifase dei TFPM

A differenza della macchina PM brushless a flusso radiale, il TFPM è intrinsecamente una macchina monofase. Tuttavia, la sua realizzazione pratica, sia a magneti piani che a flusso concentrato, sia single sided che double sided, prevede la presenza di almeno due stadi, o fasi, affiancati, magneticamente disaccoppiati e opportunamente sfasati. Ciò allo scopo di ridurre il ripple di f.e.m. o di coppia. In figura 1.14 sono riportati, ad esempio, gli andamenti di coppia per ogni singolo stadio e quello della coppia complessiva relativi ad un motore bifase quando la corrente in una singola fase ha l'andamento di figura 1.13. Ovviamente, le correnti devono essere sfasate fra loro dello stesso angolo elettrico di sfasamento tra gli stadi.

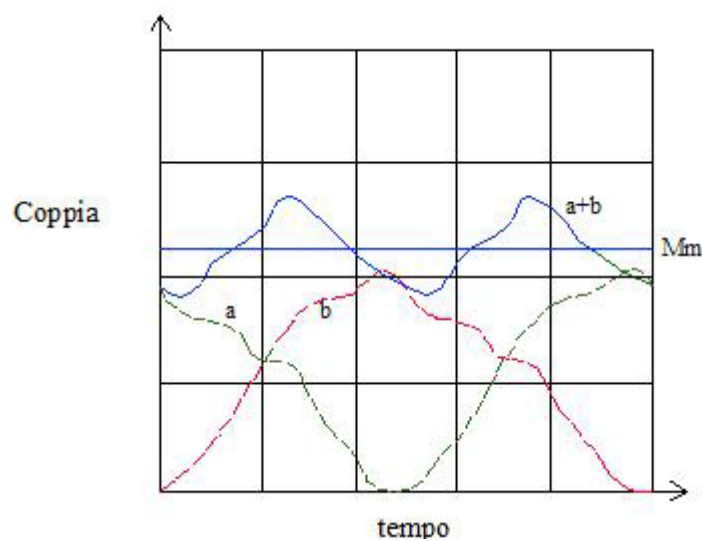


Fig. 1.14 - Andamento di coppia per le singole fasi a e b e della coppia totale

La figura 1.15 riporta, invece, le ampiezze delle oscillazioni delle coppie per motori con 2, 3 e 4 stadi, evidenziandone la riduzione al crescere del numero di fasi.

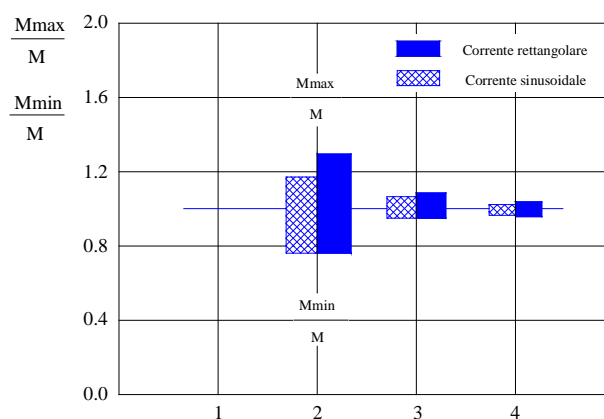


Fig. 1.15 - Oscillazione della coppia nelle macchine TFPM a parità di valore efficace di .

Nel funzionamento da motore il ripple di coppia può essere controllato con un opportuna strategia di alimentazione.

Ciò ha frequentemente condotto a preferire realizzazioni trifase, stante l'ampia diffusione commerciale di inverter a vantaggio dell'economia dell'intero azionamento

1.6 Fattore di potenza di un TFPM

In tutte le diverse realizzazioni di prototipi di macchine TFPM è emerso un problema comune che consiste in un basso fattore di potenza a pieno carico: i valori tipici cadono nel range $0.35 \div 0.55$. Questa circostanza ha gli spiacevoli effetti di aumentare le perdite nel rame e soprattutto di dover richiedere per l'alimentazione un inverter di taglia superiore rispetto al caso di $\cos\phi$ più elevati.

Il basso fattore di potenza dipende dagli elevati flussi dispersi che caratterizzano queste macchine; basta ricordare la particolare geometria del circuito magnetico, costituito da un gran numero di elementi di materiale ferromagnetico (i nuclei statorici e i settori in ferro rotorici) isolati fra loro dall'aria e dai PM. Da sottolineare che la configurazione a flusso concentrato possiede un circuito magnetico che consente la riduzione dei flussi dispersi e quindi essa presenta un migliore fattore di potenza rispetto alla configurazione a magneti piani. Questo è un ulteriore motivo per cui tale configurazione risulta preferibile.

Poiché il flusso disperso aumenta al crescere del numero di poli, per non avere un fattore di potenza eccessivamente basso, si deve limitare il numero di coppie polari. Ne segue che l'avere un $\cos\phi$ appena soddisfacente viene pagato con una riduzione della densità di forza.

L'elevato flusso disperso non è l'unico motivo di un fattore di potenza così basso. Quest'ultimo dipende anche da una caratteristica intrinseca delle macchine TFPM e precisamente dal fatto che la f.m.m. statorica è omopolare, anziché eteropolare, e modulata dalla dentatura statorica. Il valore medio del flusso concatenato con l'avvolgimento non contribuisce alla produzione della forza elettromagnetica e quindi è assimilabile ad un flusso disperso. Solo la variazione dell'induzione tra il valore massimo, che si ha sotto i poli statorici, e il valore minimo, che si ha al centro del vano interpolare, contribuisce alla produzione della forza. In altre parole, solo un'aliquota del flusso effettivamente non disperso contribuisce realmente alla produzione della forza elettromagnetica, quindi il flusso disperso equivalente è molto più elevato. Perciò l'avvolgimento del motore TFPM ha un alto valore di reattanza, il che contribuisce ad abbassare il fattore di potenza.

L'unico aspetto positivo di quanto esposto è la limitazione della corrente di corto circuito.

1.7 Perdite in una macchina TFPM

In una macchina TFPM la potenza dissipata è distinguibile nelle seguenti aliquote:

- 1) perdite per effetto Joule nell'avvolgimento di armatura;

- 2) perdite nel ferro di statore dovute sia alla variazione della corrente di armatura che al movimento dei PM;
- 3) perdite per correnti parassite nei PM causate dalla modulazione del flusso da parte della dentatura statorica e dalla buona conducibilità elettrica dei PM al NdFeB;
- 4) perdite nel ferro di rotore dovute alla modulazione del flusso da parte della dentatura statorica;
- 5) perdite per correnti parassite nella struttura portante, generalmente in alluminio, causate dalla variazione della corrente di armatura e dal movimento dei PM;
- 6) perdite aggiuntive dovute allo switching della corrente operato dall'inverter.

Da notare che in queste macchine l'elevata corrente implica una forte reazione di armatura e quindi le perdite associate a quest'ultima sono rilevanti.

1.8 Utilizzo dei materiali compositi (SMC) nelle macchine TFPM

Per ridurre le perdite per correnti parassite nel materiale ferromagnetico statorico e rotorico, in alcuni casi è ancora possibile fare ricorso alla laminazione. In generale, però, nelle macchine TFPM, ed in particolare in quelle a flusso concentrato, a causa della natura tridimensionale del flusso, l'utilizzo della laminazione non è molto efficace, a meno di una difficile e costosa lavorazione. Da questo punto di vista, è meglio fare ricorso ad un materiale ferromagnetico dolce di tipo composito (SMC, Soft Magnetic Composites) noto anche come *iron powder* (polvere di ferro).

Tali materiali (tra cui ricordiamo il Somaloy 500) sono ottenuti con la metallurgia delle polveri; in particolare, la superficie di ogni granello di ferro è rivestita da uno strato isolante elettrico in modo da abbattere le perdite per correnti parassite. Più piccoli sono i granelli e più alta può essere la frequenza di lavoro. Il contenuto del legante, invece, determina le proprietà meccaniche del materiale.

Gli SMC sono isotropi sia termicamente che magneticamente e ciò li rende adatti all'utilizzo in quelle macchine elettriche caratterizzate da un flusso fortemente tridimensionale, come i motori TFPM; in tali macchine, se si utilizza l'acciaio laminato si hanno grosse perdite per correnti parassite causate dalla variazione del campo magnetico perpendicolarmente alla direzione di laminazione. Questi materiali, quindi, consentono una maggiore libertà di progetto ed una semplificazione del processo di costruzione, con conseguente riduzione dei costi. Per contro, le proprietà magnetiche degli SMC sono peggiori rispetto a quelle di un buon acciaio laminato. Più precisamente, essi hanno maggiori perdite per isteresi, minore permeabilità magnetica ed un'induzione di saturazione non superiore a 1.8 T.

Per quanto riguarda le perdite per isteresi, possiamo dire che esse sono più elevate soprattutto alle basse frequenze ed a causa loro, nonostante le minori perdite per correnti parassite, le perdite totali negli SMC sono maggiori di quelle nell'acciaio laminato per frequenze di lavoro basse (50÷60 Hz). Per frequenze maggiori (>200 Hz) la situazione si capovolge.

La minore permeabilità magnetica comporta l'aumento del flusso disperso ed un maggiore volume dei PM per ottenere lo stesso campo al traferro. Ad essa si aggiunge un aumento della dispersione del flusso, dovuto all'isotropia magnetica che implica che essa possa avvenire in tutte le direzioni.

CAPITOLO II

TFPM per applicazioni di trazione diretta

2.1 Generalità

Nel precedente capitolo si sono riportate delle considerazioni teoriche dalle quali è emerso che le caratteristiche principali della macchina TFPM quali ad esempio un'elevata f.e.m. anche a velocità contenute, dualmente un'elevata coppia specifica (coppia per unità di volume), ed un'elevato rendimento.

Per una macchina elettrica le suddette proprietà costituiscono sempre un aspetto positivo e in alcuni settori sono specifiche necessarie. Tra questi è probabilmente il più importante, quello della trazione elettrica, settore al quale si devono molti degli sviluppi e miglioramenti coinvolgenti in ampi intervalli di potenza e molteplici obiettivi, molti dei quali coincidenti con quelli che soddisfano le esigenze delle applicazioni qui in esame. Nell'ambito della propulsione elettrica finalizzata al trasporto, infatti, esiste la necessità di disporre di propulsori in grado di presentare prestazioni elevate in termini di:

- a) limiti di volume, in modo da aumentare lo spazio a disposizione di ciò che si trasporta;
- b) limiti di peso e necessità di rendimento elevato, in modo da avere consumi contenuti, sia per un discorso di carattere economico che ambientale;
- c) ridotta manutenzione, in modo da garantire una maggiore continuità del servizio. Ciò porta ad utilizzare motori con elevata densità di potenza, alto rendimento e bassa manutenzione.

Nell'ambito della trazione elettrica, inoltre, sono distinguibili i tre seguenti campi di applicazione a cui corrispondono altrettanti ranges di potenze:

- 1) propulsione di veicoli su strada, fino a poche centinaia di kW;
- 2) propulsione di veicoli ferroviari decine di MW;
- 3) propulsione navale fino a centinaia di MW.

L'uso di macchine TFPM, implica il ricorso a forme costruttive diverse a seconda dell'applicazione considerata, perché a ciascun range di potenze corrisponderanno delle soluzioni progettuali diverse per l'ottimizzazione della struttura.

Per restare nell'ambito della applicazione qui in esame si limiterà l'attenzione alle forme costruttive relative a motori di potenza medio-bassa dalle quali sarà possibile trarre utili spunti per il miglior dimensionamento di microgeneratori. In questi casi, il TFPM risulta essere particolarmente adatto ad essere impiegato direttamente senza l'impiego di dispositivi di cambio. Ciò è favorito in ciò anche dal contenuto ingombro assiale e dalla sua attitudine di

questa macchina a lavorare a bassa velocità il che non rende più necessari i riduttori. Con l'impiego delle motoruote si eliminano gli elementi necessari alla trasmissione del moto, la scatola del cambio e quella del differenziale. La possibilità di evitare la presenza di questi organi consente di ridurre il peso, l'ingombro il costo dei dispositivi correlati ad evidente vantaggio, inoltre, del rendimento dell'intera catena cinematica. Migliore ne risulta, ancora, l'affidabilità dell'azionamento.

L'esaltazione di ciascuna delle caratteristiche dette, risulta un obiettivo da perseguire anche nella progettazione di un alternatore di pari potenza, che per ragioni di snellezza ed economia sua e delle strutture di sostegno deve essere leggero e dunque di volumi contenuti, privo di complicati cinematismi come gear box, e capace di rendere disponibili tensioni ai morsetti sufficientemente alte anche a bassi regimi di velocità.

2.2 Classificazione delle macchine TFPM

Nell'esporre il principio di funzionamento della macchina TFPM, si è già avuto modo di distinguere tra configurazioni a magneti piani e configurazioni a flusso concentrato e tra strutture single sided e strutture double sided.

Le configurazioni a magneti piani presentano i PM, fissati sul rotore, magnetizzati in direzione radiale. Quelle a flusso concentrato, invece, hanno i magneti permanenti, situati sempre sul rotore, con una direzione di magnetizzazione tangenziale e con versi di magnetizzazione alternati. Il flusso magnetico viene concentrato grazie a delle parti in ferro che vengono disposte fra un magnete e l'altro.

La struttura single sided presenta l'avvolgimento di statore da un solo lato rispetto al rotore; quella double sided ha, invece, uno statore attivo da entrambi i lati del rotore.

I TFPM possono essere sia lineari che rotanti. Nell'ambito di questi ultimi, un'altra distinzione riguarda la disposizione statore-rotore. Infatti, oltre alla disposizione classica, con rotore interno e statore esterno, si può avere una disposizione "invertita": **statore interno e rotore esterno**. Quest'ultima è preferibile, perché consente una maggiore facilità nell'avvolgere il rame nelle cave statoriche e permette di semplificare il raffreddamento attraverso la struttura portante dei nuclei di statore, che può essere realizzata cava per consentire il passaggio di un fluido refrigerante. Un ulteriore vantaggio della disposizione invertita è quello di avere, a parità di volume nel funzionamento da motore, un maggiore braccio per la forza prodotta e quindi una maggiore coppia; infatti. Infine, con riferimento alla configurazione a magneti piani, il rotore all'esterno consente un meno complesso ancoraggio dei PM a parità di velocità e dunque di forza centrifuga.

Un'altra distinzione è quella fra TFPM a "rotore attivo", cioè che possiedono parti attive (magnet permanenti e/o avvolgimenti) sul rotore, da quelli a "rotore passivo" in cui, invece, le parti attive si trovano solo sullo statore. In quest'ultimo caso, il rotore è costituito solo da parti in ferro. Sono molto più diffusi i primi, anche se i secondi, oltre a poter risultare costruttivamente più semplici, godono di alcuni benefici, di cui i maggiori sono:

a) maggiore robustezza meccanica del rotore grazie all'assenza su di esso dei magneti permanenti notoriamente fragili;

b) migliore raffreddamento nella disposizione invertita, perché ora anche le perdite per correnti parassite che si hanno nei PM si trovano sullo statore.

I motori con rotore passivo sono del tipo a flusso concentrato e conservano gli stessi valori di densità di forza tipici di questa configurazione nella versione con rotore attivo. Ciò dimostra, com'era plausibile aspettarsi, che la creazione della forza elettromagnetica di interazione è largamente indipendente da dove sono disposti i magneti permanenti e l'avvolgimento. Infatti, essa dipende dall'interazione fra i campi prodotti da questi elementi, la quale è la stessa nella configurazione con rotore attivo e in quella con rotore passivo.

Infine, i motori TFPM possono essere a traferro radiale oppure a traferro assiale.

In figura 2.1 si riporta uno schema della classificazione appena fatta.

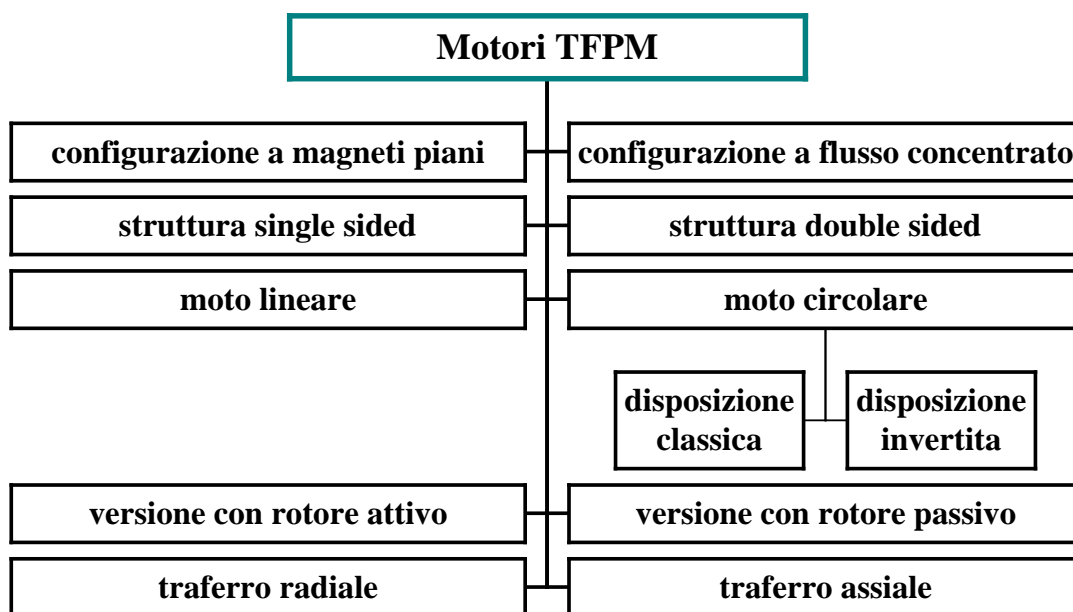


Fig. 2.1 - Classificazione dei motori TFPM

2.3 Descrizione delle forme costruttive più studiate.

Da quanto appena evidenziato evince che è possibile ottenere numerose tipologie di macchina combinando le diverse strutture. Considerato, tuttavia, l'obiettivo che qui ci si è posti, si farà riferimento alle sole macchine rotanti, le cui migliori prestazioni sono sicuramente espresse dalla disposizione invertita. Tra queste si è scelto, inoltre, di prendere in considerazione motori con rotore attivo e traferro radiale.

2.3.1 Motori TFPM a magneti piani

La struttura più semplice di una macchina TFPM a magneti piani, è quella considerata per illustrare il loro principio di funzionamento. Tale struttura viene riproposta in figura 2.2.

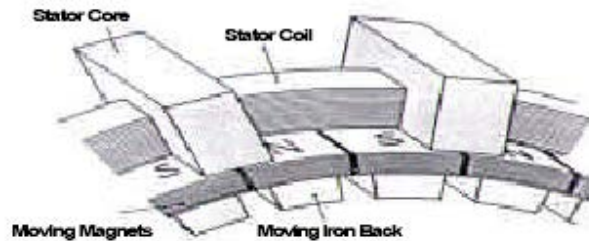


Fig. 2.2 – Rappresentazione della struttura più elementare di un TFPM a magneti piani

L'avvolgimento di armatura è disposto lungo l'intera circonferenza di macchina ed occupa lo spazio che gli viene offerto dai nuclei in ferro a forma di "C" i quali sono separati fra loro da una distanza pari ad un doppio passo polare; le salienze di ciascuna di tali "C" costituiscono i poli statorici. La finestra destinata all'alloggiamento del conduttore è rettangolare e tale sarà anche la sezione trasversale dell'avvolgimento.

Il rotore è costituito da un supporto su cui sono allocati due anelli di magneti permanenti con polarità alternata sia in senso assiale, per consentire la somma dei loro flussi lungo le "C", sia in senso circonferenziale, per consentire la generazione di contributi di coppia concordi (f.e.m. somma contributi equiversi).

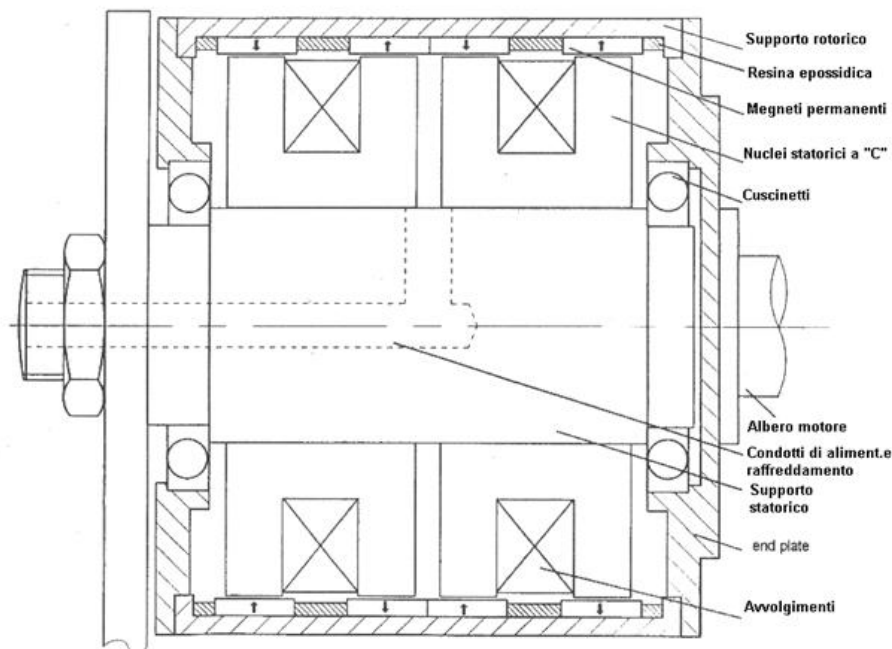


Fig.2.3 - Sezione del macchina TFPM a magneti piani single sided in versione bifase

In figura 2.3 è riportata, in sezione, la versione bifase del tipo di TFPM appena descritto.

Nel paragrafo 1.3 è stato osservato che il flusso dovuto ai magneti permanenti che non si trovano di fronte ai poli statorici viene ad essere disperso e, anzi, indebolisce il flusso all'interno delle "C" che si concatena con l'avvolgimento. Quindi, non solo in questa posizione risultano attivi solo la metà dei PM, ma l'altra metà fornisce un contributo a sfavore.

Per tale motivo alla struttura base è stato apportato un primo miglioramento che prevede una via di richiusura per il flusso dei magneti appena detti. Ciò viene realizzato attraverso degli shunts magnetici a forma di "T"; queste parti in ferro trovano alloggio sullo statore tra i nuclei a "C". Esse guidano un flusso dello stesso valore di quello che attraversa le "C", ma che non viene a concatenarsi con l'avvolgimento statorico. Si noti che il flusso guidato dalle "T", al pari di quello che interessa le "C", è contenuto in piani ortogonali alla direzione del moto, quindi si tratta ancora di un flusso trasverso. La situazione è schematizzata in figura 2.4 a).

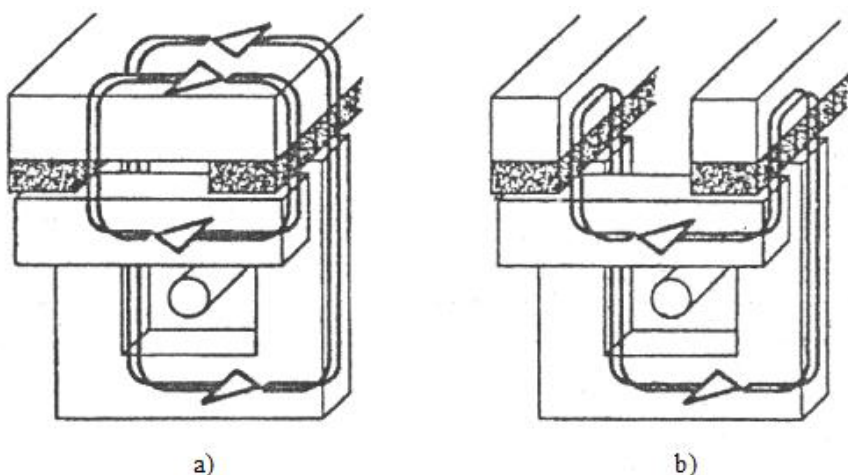


Fig. 2.4 - Andamento delle linee di flusso in un TFPM dotato di shunts magnetici

In questo modo la potenza della macchina viene ad essere notevolmente incrementata. Uno svantaggio è la riduzione dell'altezza della finestra dei nuclei statorici dove alloggia l'avvolgimento.

Nel supporto magnetico rotorico, dove sono fissati i PM, i flussi hanno verso opposto e quindi si elidono; è allora possibile eliminare quella parte del giogo rotorico in cui il flusso risultante è nullo. Si ottiene, così, quanto riportato in figura 2.4 b). In questo modo, come si

evince dalla figura, gli shunts magnetici consentono anche di concatenare con l'avvolgimento, in ogni istante, il flusso prodotto da tutti i magneti, ossia, ora tutti i PM contribuiscono contemporaneamente a produrre la forza elettromagnetica di interazione.

La nuova modifica porta, inoltre, ad altri due vantaggi: la riduzione del peso di macchina e la possibilità di laminare anche il giogo rotorico per consentire la riduzione delle perdite dovute alle correnti parassite; queste ultime sono causate sia dal movimento dei PM che dalla reazione di armatura, che nel funzionamento con correnti di carico significative assume valori non trascurabili e dei cui effetti bisogna tener conto.

Per limitare il flusso disperso fra le salienze rotoriche e gli shunts magnetici si conferisce loro una forma trapezoidale.

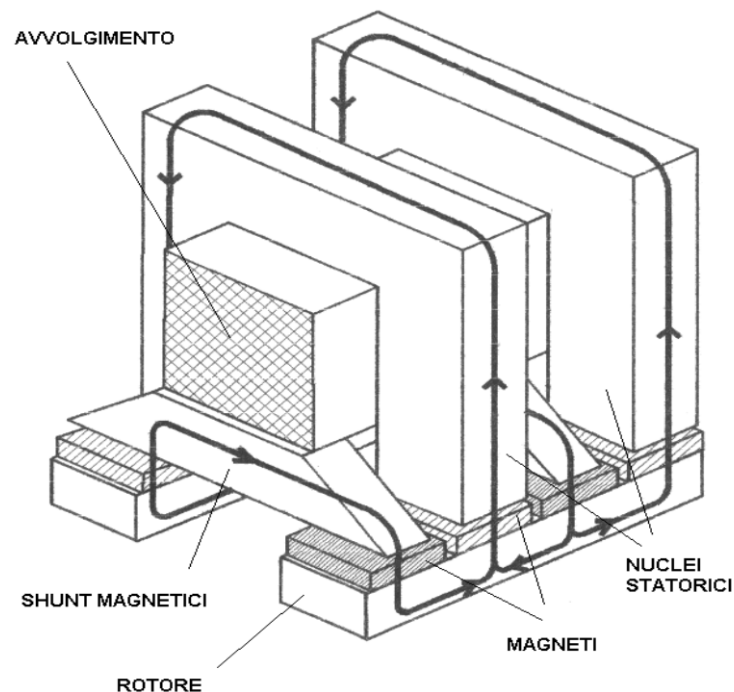


Fig. 2.5 – TFPM a magneti piani con shunts magnetici

In figura 2.5 è riportata l'ulteriore forma costruttiva a cui si perviene ed il relativo nuovo percorso del flusso.

La parte di ferro eliminata nel rotore si può anche sostituire, invece che con l'aria, con un materiale sintetico non magnetico in modo da aumentare la robustezza meccanica.

Nella maggior parte dei casi le configurazioni a magneti piani sono scelte nella versione single sided, in quanto la loro costruzione meccanica risulta esserne semplificata.

In figura 2.6 si riporta lo spaccato di un TFPM trifase, a magneti piani, single sided, con shunts magnetici e $p=40$ (dove p è il numero di coppie polari).

I nuclei ferromagnetici a forma di "C" e di "I" sono fissati per mezzo di un materiale non magnetico per evitare di deviare il flusso dal percorso stabilito. Essi devono essere disposti ad

una distanza angolare tra loro di $\alpha = \frac{360^\circ}{2p}$. Nel caso in esame la macchina ha $p=40$, il che porta ad un angolo di 4.5° fra due poli, cioè fra una “C” ed una “T”. Il suo assemblaggio prevede che siano montate sul cilindro portante prima i nuclei “C”, poi l’avvolgimento e, infine, fissati i nuclei “T”.

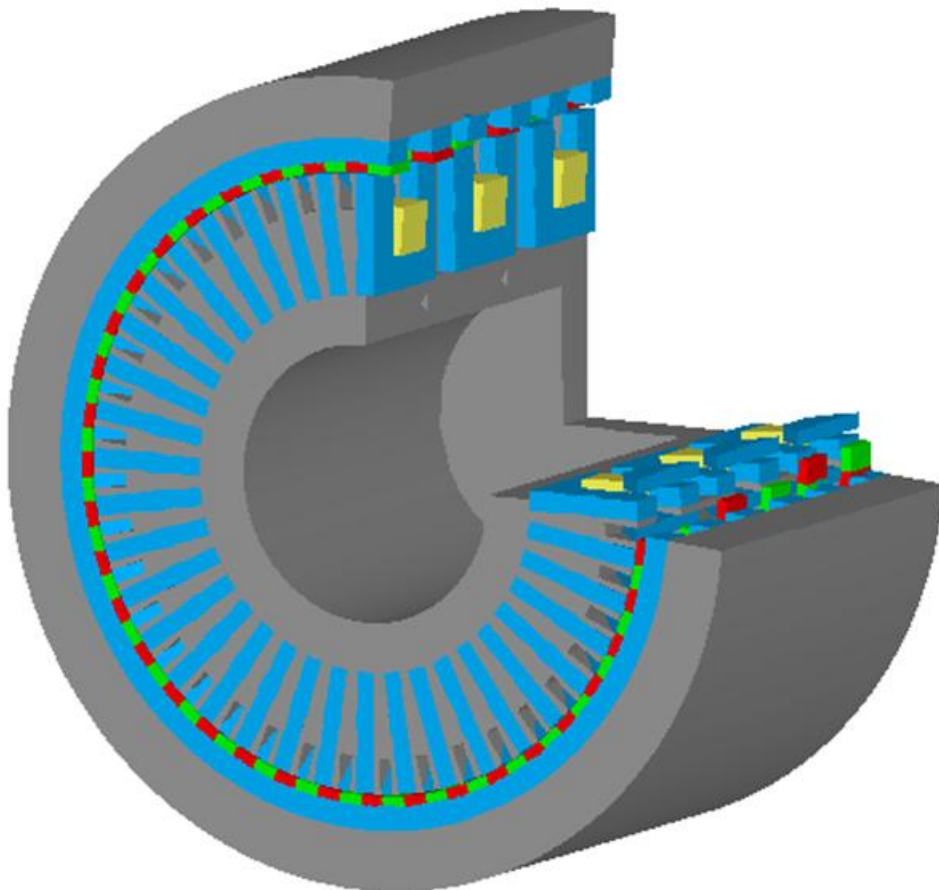


Fig. 2.6 spaccato di un TFPM trifase, a magneti piani, single sided, con shunts magnetici e $p=40$

Per evitare ulteriori correnti parassite ed alleggerire la struttura, sarebbe ideale usare del materiale sintetico per realizzare l'elemento cilindrico portante che sostiene lo statore. Questi materiali tuttavia non sempre forniscono una sufficiente conducibilità termica, tale da consentire un adeguato raffreddamento dello statore dall'interno. Per questo motivo si ricorre spesso all'acciaio o alluminio i quali hanno la necessaria conducibilità termica. Il secondo ha, rispetto al primo, il vantaggio di avere un minore peso specifico e lo svantaggio di una buona conducibilità elettrica. Ciò, stante la presenza del campo magnetico variabile, implica che

queste del supporto siano sede di maggiori perdite per correnti parassite come inteso evidenziare in fig. 2.7.

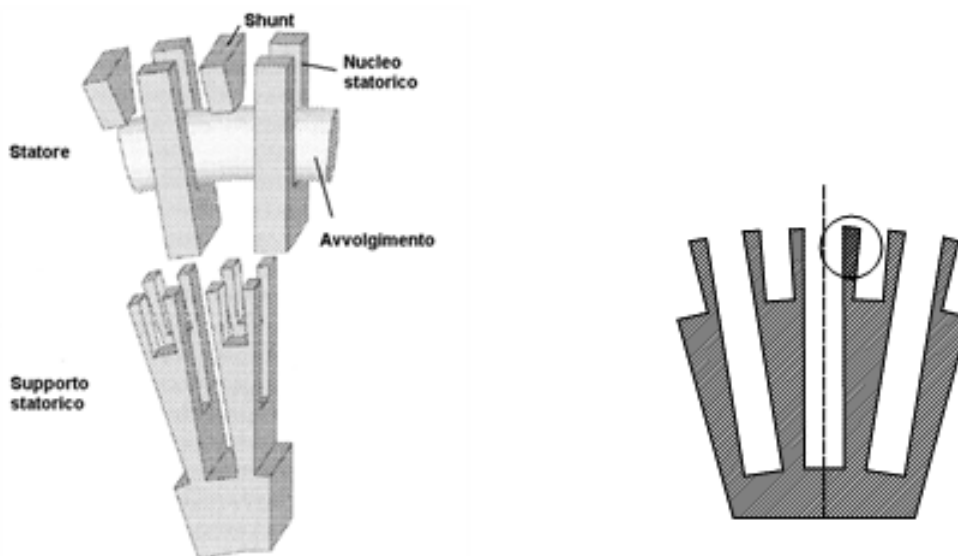


Fig. 2.7 - Zone della struttura portante dove si creano le maggiori perdite per correnti parassite

Per quanto riguarda, invece, la riduzione delle perdite per correnti parassite nel materiale ferromagnetico statorico e rotorico, nella configurazione che si sta considerando, si può fare ancora ricorso alla laminazione.

I magneti permanenti sono incollati sulla superficie interna di anelli rotorici in ferro laminato; gli anelli necessari per ogni fase sono due, dunque sei in una macchina trifase.

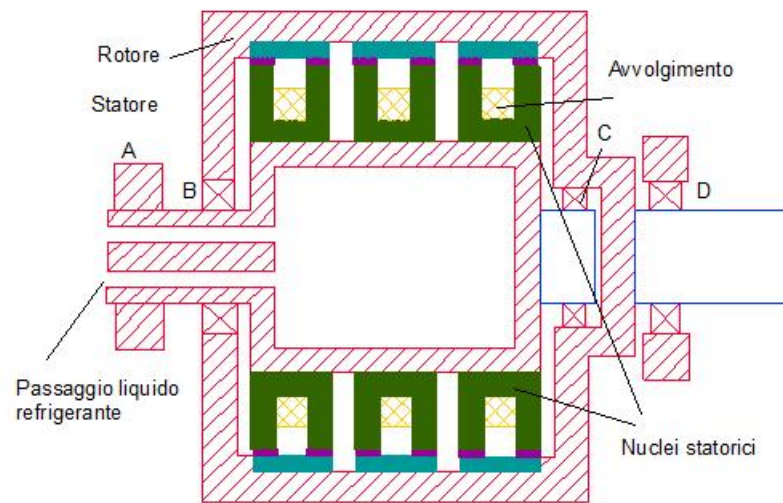
Le fasi sono disposte una accanto all'altra, secondo la direzione assiale, e sono separate da un piccolo spazio fra loro, necessario per disaccoppiarle magneticamente. A differenza delle macchine PM brushless convenzionali, non c'è un campo rotante comune a tutte le fasi, ma solo campi alternativi indipendenti e sfasati fra loro.

Per quanto riguarda lo sfasamento tra gli stadi, è più vantaggioso sfasare gli anelli rotorici delle diverse fasi e disporre le parti di statore tutte allineate fra loro: in tal modo il supporto statorico presenta gli slots per l'alloggiamento dei nuclei "C" ed "I" rettilinei nella direzione assiale e ciò semplifica in maniera significativa il processo di produzione della macchina.

Lo sfasamento meccanico tra i rotor dei diversi stadi deve essere curato con attenzione, in quanto ad un grado meccanico corrispondono p gradi elettrici (nel caso in figura, 40° elettrici).

La disposizione con il rotore all'esterno, anche se consente di avere i vantaggi già menzionati, provoca un maggiore sforzo per il supporto della macchina. Solitamente l'asse è fissato mediante due cuscinetti, uno per ognuna delle estremità. Per piccoli motori con rotore esterno ciò è ancora possibile (lo statore è *flying*), ma per coppie superiori a 100 Nm, è necessario disporre un terzo cuscinetto all'interno del rotore, per garantire una maggiore stabilità allo statore. In figura 2.8 si possono vedere i primi due cuscinetti, indicati con le

lettere B e D, ed il terzo, indicato con la lettera C. Ai cuscinetti B e C è legato il centraggio di statore e rotore (necessario per avere un traferro costante).



a questa figura si può anche vedere l'esistenza di un supporto A che fissa l'estremo sinistro dell'asse dello statore; è grazie alla sua reazione vincolare che possiamo fruire della coppia prodotta sul rotore. Sempre alla sinistra dello statore, è anche possibile notare la presenza dei canali di raffreddamento.

Fig. 2.8 - Sezione del TFPM di figura 2.5 completo di supporto

2.3.2 TFPM a flusso concentrato

Nel capitolo I si è evidenziato che le macchine a flusso concentrato sfruttano una diversa disposizione dei magneti per avere un addensamento di flusso che consente, rispetto a quelle a magneti piani, la produzione di maggiori densità di forza a parità di densità di corrente e di traferro magnetico. In particolare, i PM, rispetto alla configurazione a magneti piani, sono ora ruotati di 90° rispetto al traferro e fra di essi sono interposte delle parti in ferro. Questa tipologia di macchina, differisce dunque dalla precedente per la configurazione di rotore, lo statore resta sostanzialmente immutato. Questa macchina è nata in versione double sided; la figura 2.9 ne riporta la forma costruttiva e l'andamento delle linee di flusso.

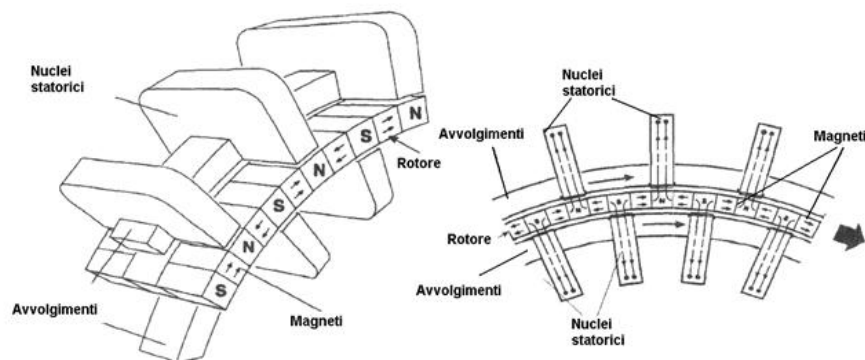


Fig. 2.9 – TFPM a flusso concentrato double sided e relativo andamento delle linee di flusso.

In figura 2.10 è riportata una rappresentazione linearizzata di questa stessa macchina.

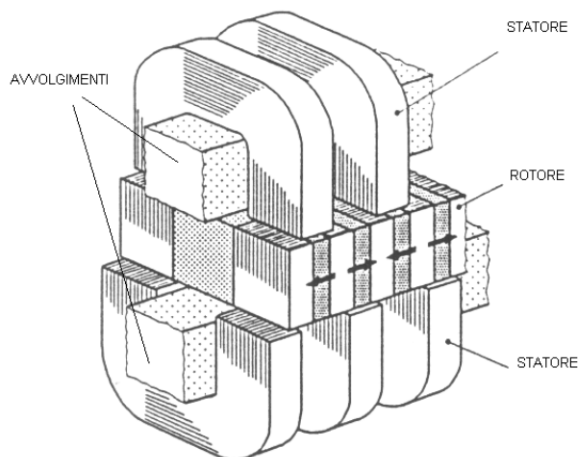


Fig. 2.10 – Rappresentazione linearizzata di un motore TFPM a flusso concentrato double sided

La figura 2.11 mostra la sezione di una versione bifase della configurazione di macchina in oggetto; le fasi, , saranno percorse da correnti sfasate di 90° .

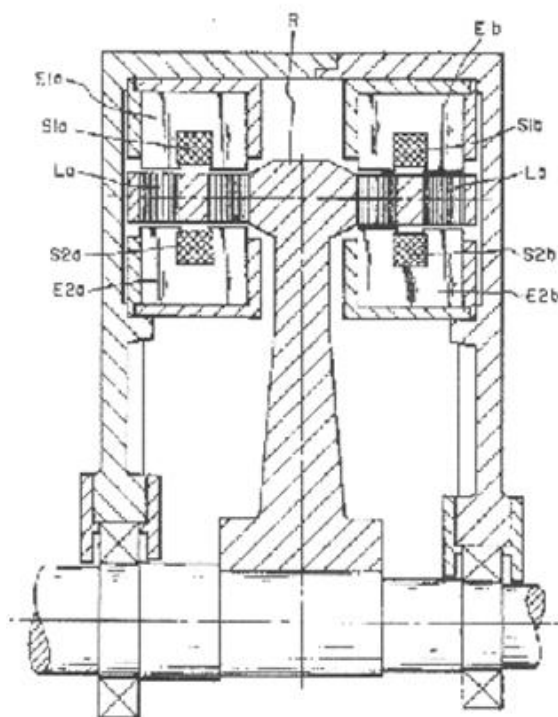


Fig. 2.11 - Sezione di un TFPM bifase a flusso concentrato double sided

Malgrado le sue ottime prestazioni, essa anche come motore non ha suscitato un grande interesse da parte dei costruttori a causa della sua struttura complicata che ne rende difficile l'assemblaggio e costosa la produzione.

Una possibile realizzazione pratica che tenda a semplificare la struttura in esame è mostrata in figura 2.12, in cui è riportato sia il solo statore di macchina, che il complesso statore-rotore.

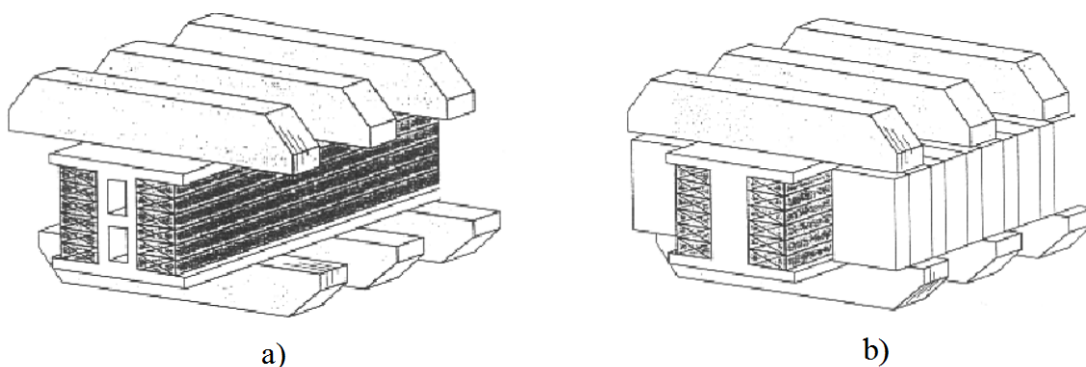


Fig. 2.12 – TFPM a flusso concentrato: a) statore b) statore e rotore

Tuttavia, la situazione non è molto diversa da prima. Per questo, oltre a quella double sided, sono state proposte anche versioni single sided del TFPM a flusso concentrato. Di queste, la configurazione di partenza è quella di figura 2.13 (a). Essa è molto simile alla

configurazione a magneti piani con shunts magnetici; in particolare, gli statori sono identici. Lo svantaggio di questa disposizione è l'elevato valore di flusso disperso fra i nuclei magnetici a forma di "C" e di "I"; ciò riduce le prestazioni della macchina rispetto alla versione double sided.

Per tale motivo si è pensato al design mostrato in fig. 2.13 (b) dove i nuclei a forma di "I" sono disposti fra gli anelli che sostengono i magneti del rotore; in questo modo il flusso di armatura disperso è ridotto fortemente.

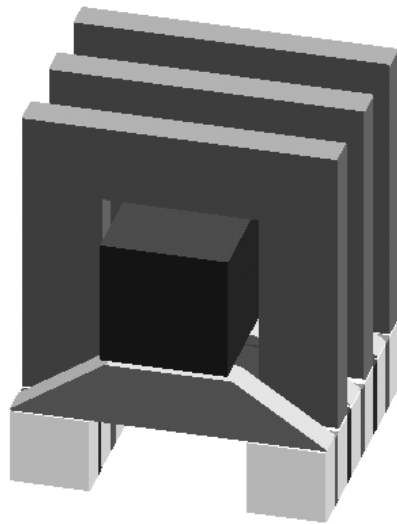


Fig. 2.13 (a)

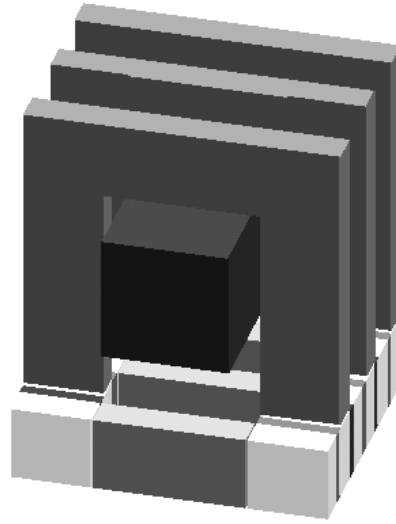


Fig. 2.13 (b)

Ulteriore vantaggio di questo accorgimento è la possibilità di abbassare l'avvolgimento di armatura riducendo, così, il percorso del flusso e avendo un minore ingombro radiale della macchina (vedi fig. 2.13 (c)). Gli svantaggi principali sono legati, invece, alla difficoltà nel fissare i nuclei a forma di "I" e alla formazione di traferri sia assiali che radiali (comunque il traferro totale visto dalla f.m.m. di armatura resta lo stesso).

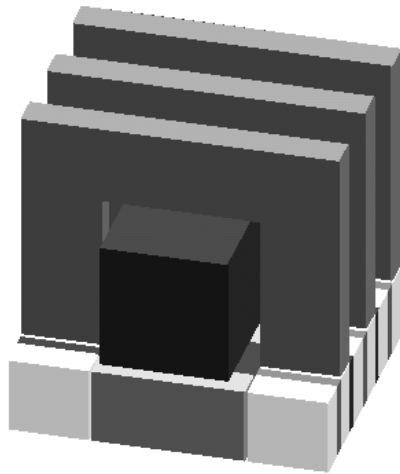


Fig. 2.13 (c)

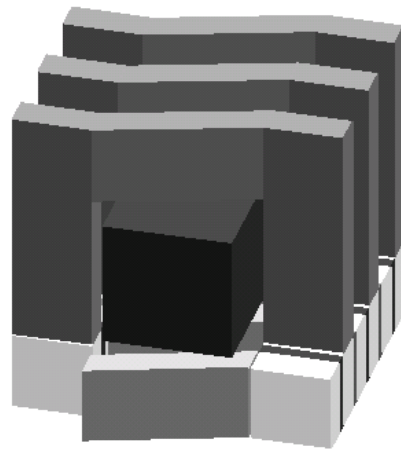


Fig. 2.13 (d)

Il passo successivo, nella ricerca della struttura costruttivamente più semplice, è quello di avere gli anelli del rotore non più sfasati di 180° elettrici, bensì in fase. Per alternare, in senso assiale, la polarità dei magneti permanenti affacciati sotto i poli di una stessa “C” si possono sfasare di un passo polare le gambe della “C” come mostra la figura 2.13 (d).

Poiché ora gli anelli rotorici di una fase non sono più sfasati di 180° , è possibile considerare un unico anello unendo sia le parti in ferro che i PM. Tale considerazione porta alla figura 2.13 (e), dove il circuito magnetico ora non presenta più i nuclei a forma di “T”. Si hanno così i seguenti vantaggi: il traferro globale visto dalla f.m.m. di rotore si riduce e il processo costruttivo è nettamente più semplice. Lo svantaggio è che, in ogni istante, solo la metà dei PM contribuisce alla generazione della coppia di interazione con la corrente.

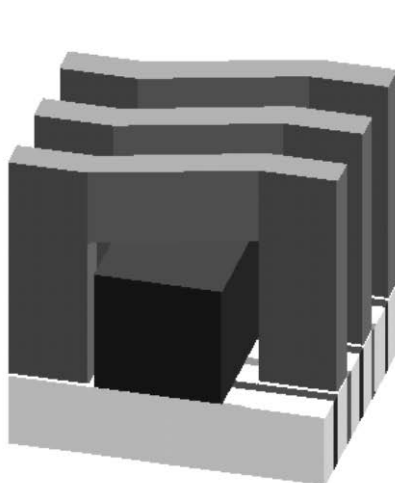


Fig.2.13 (e)

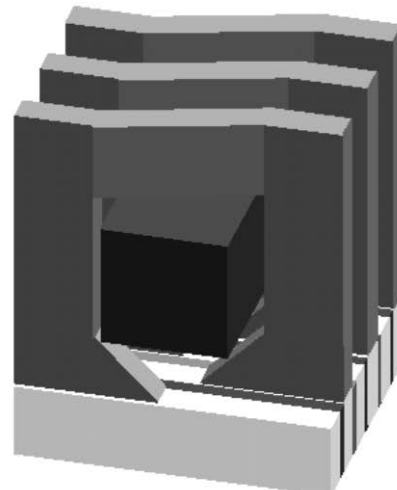


Fig. 2.13 (f)

Infine, per utilizzare al meglio il circuito magnetico cui si è pervenuti, la sezione trasversale dei poli statorici viene resa maggiore al traferro usando delle scarpe polari (vedi figura 2.13 (f)). In questo modo, però, lo spazio occupato dalla macchina nella direzione radiale aumenta a parità di sezione dell'avvolgimento.

Per tutte le geometrie presentate, eccetto per quella di figura 2.11 (a), i settori ferromagnetici rotorici devono essere fatti di SMC iron powder, invece che di ferro laminato, in quanto il flusso magnetico che le interessa ha un andamento tridimensionale . I nuclei a “C”, invece, possono essere laminati ed opportunamente curvati.

Paragonando queste diverse tipologie mediante analisi agli elementi finiti [7], si è potuto constatare che la configurazione con scarpe polari è quella che garantisce una maggiore coppia nel funzionamento da motore. Una versione trifase di tale configurazione è riportata in fig. 2.14

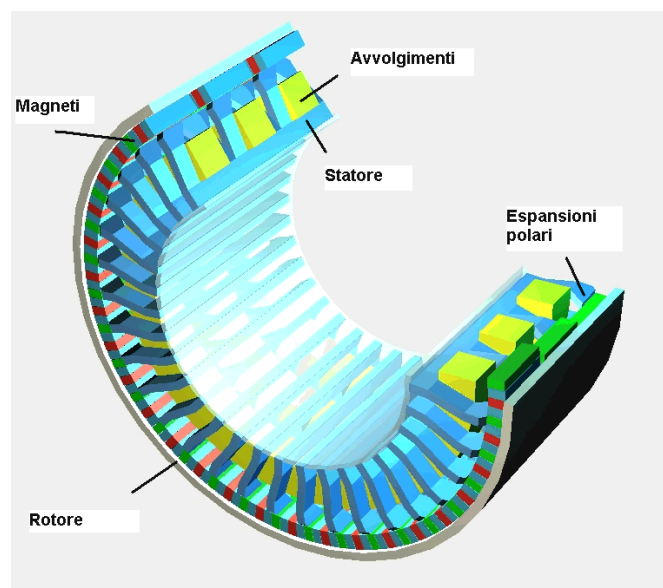


Fig. 2.14 –TFPM a flusso concentrato single sided con scarpe polari

Da tale figura si evince che, per ridurre la lunghezza assiale, non si è predisposto alcuno spazio tra le tre fasi; anzi, assialmente, tra i loro nuclei statorici non c'è soluzione di continuità. Questo significa che c'è un parziale accoppiamento magnetico tra le fasi, ma è stato osservato che ciò non influenza molto il comportamento della macchina.

In figura 2.15 è riportato la stessa macchina di figura 2.14, ma stavolta è mostrato anche il supporto statorico; è ben visibile il condotto relativo al passaggio del liquido di raffreddamento.

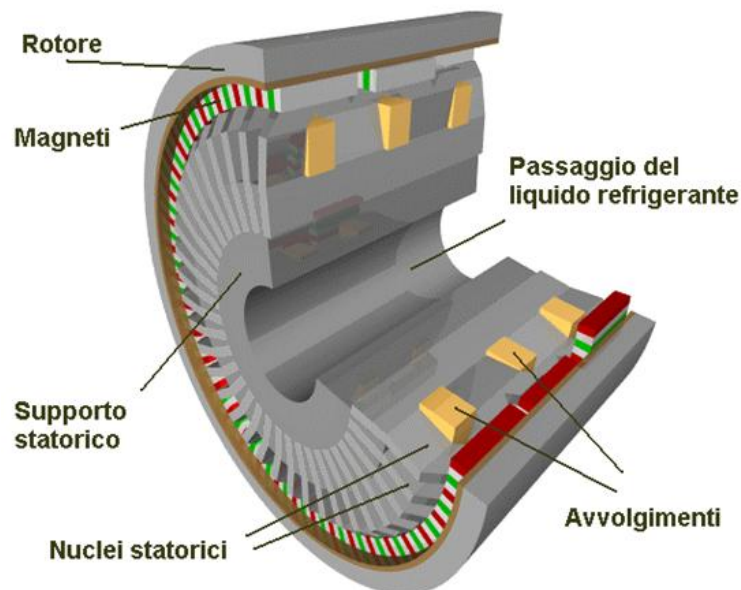


Fig. 2.15

2.4 Configurazione innovativa proposta di TFPM .

I TFPM a flusso concentrato possiedono, rispetto a quelli a magneti piani, una maggiore densità di coppia a parità di densità di corrente e traferro magnetico. Tale vantaggio è però pagato a spese di una più complessa costruzione.

Poichè la peculiarità dei motori TFPM risiede proprio nella loro elevata densità di coppia, gli studi che li riguardano sono stati rivolti prevalentemente alla configurazione a flusso concentrato. Uno dei principali obiettivi nel campo dei motori TFPM è, quindi, trovare una struttura innovativa per la configurazione a flusso concentrato avente il fine di semplificare il processo costruttivo e quindi di ridurre i costi di produzione.

La macchina riportata nelle figure 2.14 e 2.15 rappresenta certamente un passo avanti in questa direzione. Essa, tuttavia, presenta uno statore ancora troppo complesso ed, inoltre, solo la metà dei PM contribuisce, in ogni istante, alla produzione del flusso al traferro. Gran parte dello studio oggetto di questo lavoro, è stato rivolto allo sviluppo di un design innovativo di macchina che consentisse di superare contemporaneamente i due svantaggi appena evidenziati. A detto scopo si è supposto, e poi verificato, che il circuito magnetico di statore potesse essere realizzato a partire da una struttura unica che risultasse così fisicamente unita ma mediamente magneticamente disaccoppiata. Lo statore di macchina è ottenuto accoppiando due dischi identici che presentano una dentatura di cava la cui larghezza è pari a quella di dente. Il profilo della sezione di ciascuno dei due dischi di statore è mostrata, quotata così come effettivamente prototipata, nella figura 2.16 seguente:

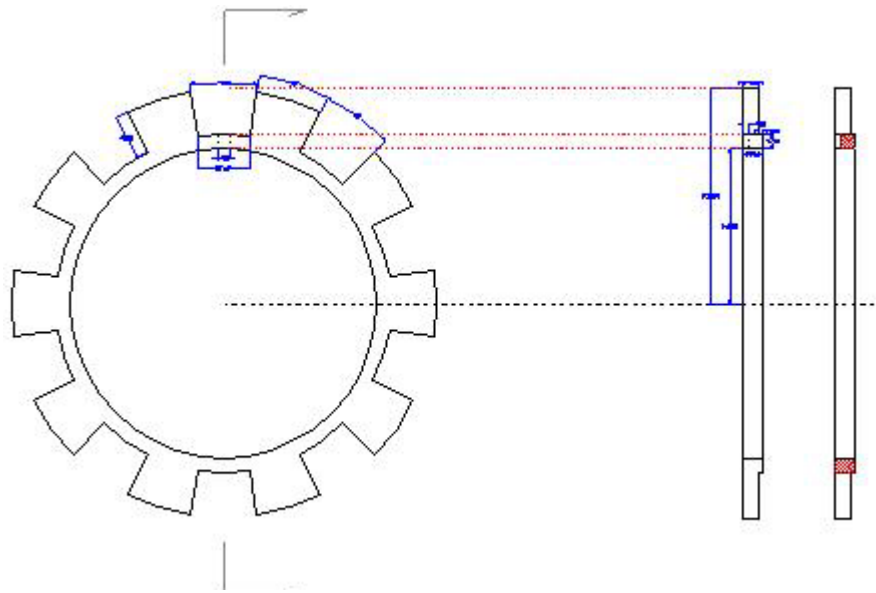


Fig.2.16 sezione dell' emidisco di statore

I due dischi sono connessi mediante bullonatura coassialmente e sfasati l'uno rispetto all'altro in modo che gli assi dei denti dell'uno corrispondano agli assi delle cave dell'altro. Per motivi di semplicità costruttiva esso è realizzato in materiale ferromagnetico non laminato. Per evitare inutili suoi appesantimenti tutto il volume di statore compreso tra l'asse di rotazione ed R_{al} è realizzata in alluminio. La dimensione radiale R_{al} è scelta in maniera tale da garantire una sezione di attraversamento tale da mantenere il campo B a valori sufficientemente lontani dalla saturazione e compatibili con le perdite per isteresi che si sono ritenute ammissibili.

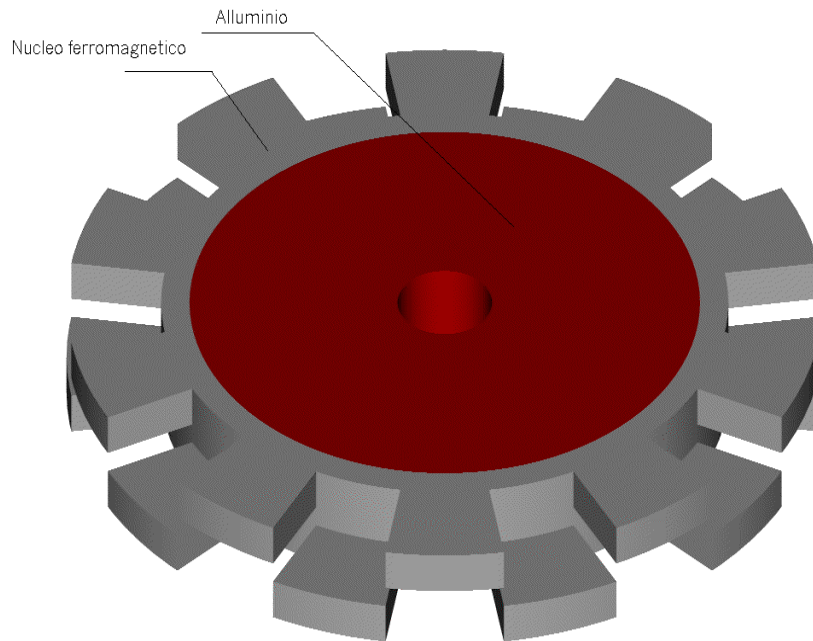


Fig. 2.17: Disco statorico

La struttura così realizzata ripropone esattamente la configurazione di statore vista nelle realizzazioni precedenti realizzando ciascuna delle salienze a forma di “C” ora realizzate con un dente appartenente ad un disco con il dente successivo disposto sull’altro disco. Si osservi che come nella configurazione di cui alla figura 2.13-e, tutti i PM contribuiscono in ciascun istante alla produzione della coppia elettromagnetica di interazione o equivalentemente alla determinazione della f.e.m. disponibile ai morsetti di armatura.

Considerato che ogni dente di ciascun disco, costituisce una espansione polare in maniera equivalente si può dire che i due dischi statorici sono sfasati fra loro di 180° elettrici, in modo da fare corrispondere le salienze dell’uno con gli assi interpolari dell’altro. È appena il caso di osservare che la variazione di spessore degli emidischi statorici ha lo scopo di creare lo spazio per consentire l’alloggiamento dei conduttori, come meglio evince dalla figura 2.18.



Fig. 2.18 – Disco statorico: vista dall’alto

Poiché il materiale ferromagnetico utilizzato è massiccio, per non avere eccessive perdite per correnti parassite, è in generale consigliabile non avere un numero elevato di coppie polari. Tale numero dipende dalla velocità che la macchina deve raggiungere. In particolare nel caso del prototipo realizzato si è assunto $p=10$.

La scelta di utilizzare come materiale magnetico il ferro dolce massiccio è volta a ridurre ulteriormente i costi di questa macchina. Tuttavia, per non avere perdite elevate, se si vuole aumentare il numero di coppie polari e/o la velocità, occorre utilizzare l'SMC iron powder.

La struttura statorica così ottenuta pur mantenendo tutti i pregi evidenziati in precedenza, risulta anche più compatta a vantaggio dei flussi di mutua e dunque del fattore di potenza.

Il rotore presenta una parte interna costituita da settori di materiale ferromagnetico tra i quali sono interposti i magneti permanenti, il tutto a formare una corona circolare. I PM sono magnetizzati con direzione tangenziale ed hanno polarità alternata in modo che i settori di materiale ferromagnetico prima citati assumano anch'essi polarità magnetiche che si alternano lungo lo sviluppo della corona circolare. Ovviamente, vi saranno 2 PM per ogni coppia polare.

La disposizione dei settori ferromagnetici e dei PM è separatamente mostrata nelle figure 2.19 e 2.20.

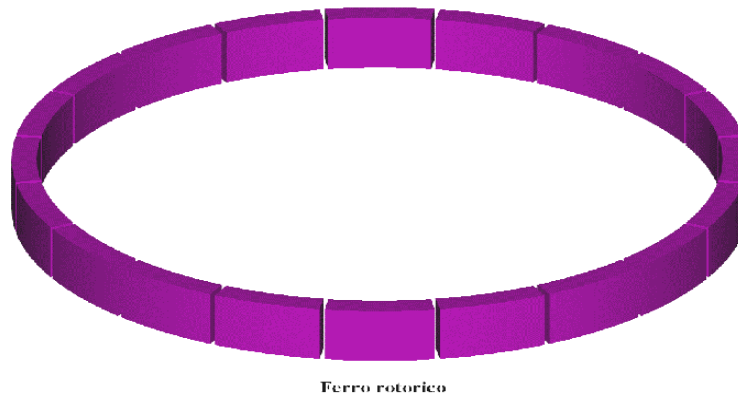


Fig. 2.19 – Settori ferromagnetici rotorici

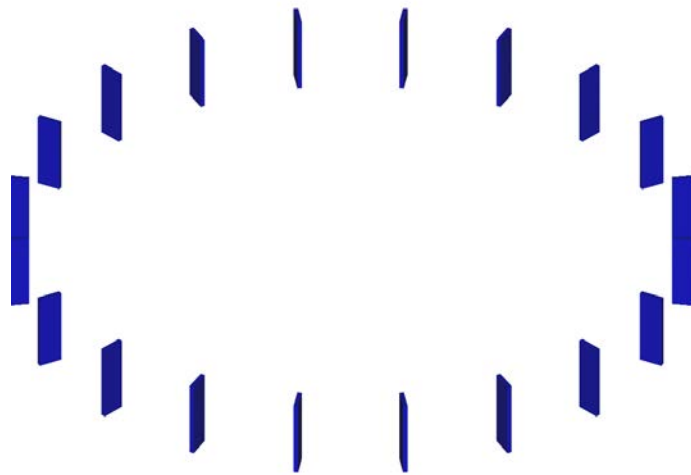


Fig. 2.20 - Disposizione dei PM sul rotore

La tenuta meccanica della struttura rotorica così realizzata è ottenuta a partire da un involucro diamagnetico in alluminio calettato sull'asse di macchina mediante cuscinetti. La figura 2.21 che segue mostra il rotore completo mancante solo del cuscinetto.

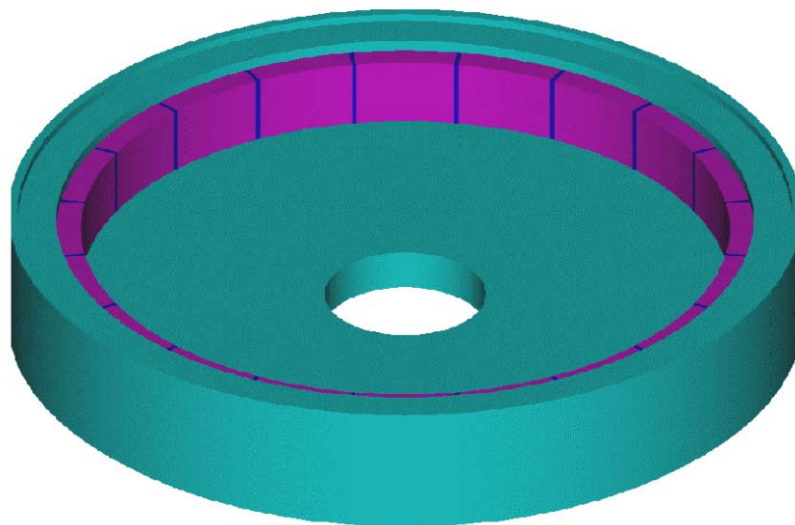


Fig. 2.21 - Rotore

In figura 2.22 è riportata la vista esplosa di un intero stadio, escluso l'avvolgimento, del motore in oggetto, in modo da chiarire la disposizione relativa dei vari elementi costitutivi e, nel contempo, avere una visione d'insieme della costruzione elettromeccanica.

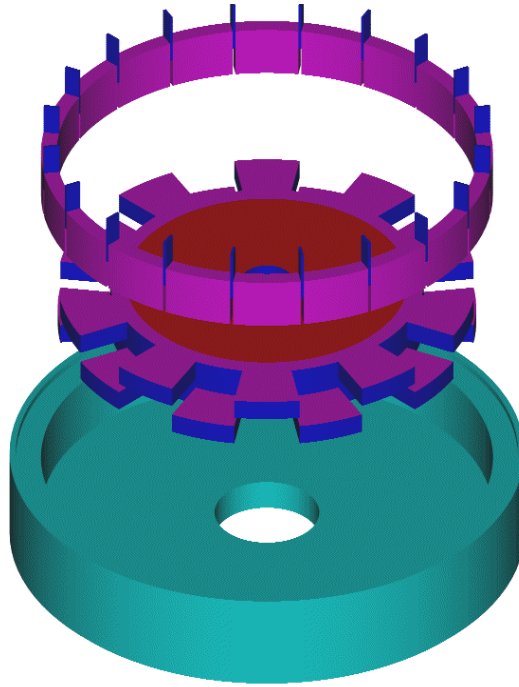


Fig. 2.22 - Vista esplosa di uno stadio

La versione trifase, come si vede dalla figura 2.23, essa è costituita da tre stadi identici del tipo ora descritto calettati sullo stesso albero. Gli statori di tali stadi sono in fase, mentre i rotor sono sfasati fra loro.

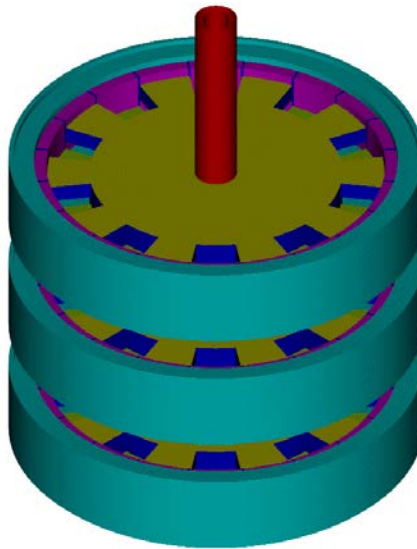


Fig. 2.23 - Design finale proposto per un TFPM trifase a flusso concentrato.

Questa macchina, come tutti i TFPM, ha una configurazione del circuito magnetico tale che la distribuzione di induzione al traferro non presenta alcuna simmetria piana, ossia le linee di forza del campo non si ripetono identicamente su dei piani paralleli, ma è necessario considerarne l'andamento in uno spazio tridimensionale. Ciò rende complesso un approccio analitico rigoroso. Inoltre, l'andamento del campo varia fortemente a seconda della topologia e dei rapporti fra le dimensioni geometriche che caratterizzano il circuito magnetico di macchina, quindi, anche se si trovasse un metodo di indagine analitico preciso, quest'ultimo sarebbe difficilmente generalizzabile a meno di non ammettere forti appesantimenti delle relazioni descrittive a danno della maneggevolezza dell'approccio.

Queste considerazioni giustificano il frequente ricorso ad approcci impieganti metodi numerici (analisi FEM) per lo studio di questa tipologia di macchine. Detti metodi consentono in particolare di valutare il campo al traferro per ogni posizione reciproca statore-rotore e quindi di definire compiutamente gran parte dei parametri che caratterizzano la macchina, gli stessi metodi numerici, d'altra parte risultano molto utili in fase di verifica ma lo sono meno nella fase di prima progettazione. In particolare, essi presentando i risultati senza alcun riferimento ai legami funzionali tra le variabili coinvolte rendono necessario il ricorso ad un elevato numero di simulazioni da cui poter scegliere quella che risulta più vicina ai target che ci si è posti. Ciò ne costituisce un evidente limite soprattutto se si dispone di risorse computazionali ordinarie

Quanto appena osservato pone in evidenza l'utilità di avere a disposizione un metodo analitico, sia pure poco preciso, che consenta di effettuare uno studio di massima della macchina TFPM. Tale approccio consente di esplicitare le relazioni che legano le grandezze in gioco e quindi di capire su quali parametri ed in che modo agire per raggiungere un determinato obiettivo. Il risultato di tale studio sarà una configurazione di massima del circuito magnetico la quale costituirà il punto di partenza per successive simulazioni numeriche tese ad affinare l'indagine e ad aumentarne il grado di precisione. Ciò consente, rispetto all'utilizzo diretto ed esclusivo del metodo numerico, di ridurre il numero necessario di simulazioni, con considerevole risparmio di tempo e di risorse computazionali. Infine, col metodo analitico approssimato si ha anche la possibilità di controllare la plausibilità dei risultati ottenuti con il metodo numerico.

La definizione del metodo analitico semplificato sviluppato in questo lavoro è oggetto del capitolo successivo.

CAPITOLO III

Metodo analitico semplificato (MAS) per il calcolo delle permeanze al traferro

3.1 Generalità

Come sarà chiarito nel capitolo IV, per calcolare analiticamente le forze elettromagnetiche agenti in un motore TFPM o dualmente le f.e.m. disponibili ai morsetti di armatura in un generatore TFPM, è necessario ricavare la legge di variazione delle permeanze al traferro in funzione della posizione reciproca statore-rotore, posizione esprimibile attraverso un ascissa curvilinea s .

In letteratura sono presenti diversi approcci a questo problema. Alcuni dei quali consentono di calcolare la distribuzione di permeanza in maniera molto precisa, ma si prestano poco ad essere utilizzati per esprimerle in funzione della posizione reciproca statore-rotore; altri forniscono solo una stima approssimata della permeanza, ma consentono di trovarne con relativa facilità l'espressione in funzione di s . Nell'ambito di questo lavoro, risulta più utile adottare il secondo approccio, dato che, per quanto detto nel precedente capitolo, l'obiettivo che ci si è posti è quello di disporre di uno strumento analitico maneggevole che in maniera sia pure approssimata esprimesse i risultati evidenziando i legami funzionali tra le molte variabili coinvolte, consentendo così l'implementazione di simulazioni mirate a partire dalle quali raggiungere una configurazione di ottimo per la macchina.

3.2 Il “metodo analitico semplificato”

Il metodo verrà qui illustrato per maggior chiarezza e senza perdere di generalità con riferimento ad un problema a simmetria piana, esso potrà essere facilmente esteso a problemi tridimensionali.

Si assumono le due seguenti ipotesi:

- 1) assenza di fenomeni di saturazione;
- 2) superfici al traferro equipotenziali magnetiche (ovvero materiale magnetico con $\mu_r = \infty$).

L'ipotesi 1) consente di eseguire i calcoli in condizioni di linearità e di verificare l'unica condizione posta alla validità del principio di sovrapposizione degli effetti; l'ipotesi 2) consente di trascurare la riluttanza delle parti in ferro e quindi di considerare la permeanza del circuito magnetico coincidente con la permeanza di traferro. Ulteriore conseguenza della posizione $\mu_r = \infty$ è l'equipotenzialità delle superfici di traferro e dunque l'ortogonalità ad esse delle linee di campoda cui discende che le linee di campo.

Il m.a.s. suppone, inoltre, che il percorso delle linee di forza del campo magnetico al traferro possa essere descritto individuando un certo numero di tubi di flusso magnetico la cui frontiera è costituita da segmenti rettilinei (nel traferro minimo) e da archi di circonferenza (nelle cave) disegnati in modo da minimizzare la lunghezza dei tubi stessi.

Indicata con μ_0 la permeabilità magnetica dell'aria, la permeanza di ognuno di questi tubi di flusso può essere calcolata nel seguente modo:

$$P = \mu_0 \cdot L \cdot \int \frac{dx}{l(x)} \quad (3.1)$$

dove L è la profondità del traferro a simmetria piana che stiamo considerando e $l(x)$ è la lunghezza delle linee di flusso al traferro in funzione della coordinata x .

Poiché i tubi di flusso al traferro considerati, sono in parallelo tra loro, la permeanza complessiva di traferro è data dalla somma delle permeanze dei singoli tubi di flusso.

Per illustrare le modalità di applicazione del metodo sopra esposto, conviene fare riferimento ad un caso specifico. In particolare, si considera il caso notevole in cui le superfici al traferro sono costituite da due dentature gemelle con profilo rettangolare ed a simmetria piana, cioè la cui geometria si ripete identicamente su tutti i piani paralleli al piano del foglio (vedi figura 3.1).

$$\Phi = \iint B \cdot dS = \iint \mu_0 \cdot H \cdot dS = \mu_0 \cdot \iint \frac{F}{l(x,y)} \cdot dS$$

dove F è la f.m.m.; poiché le superfici al traferro sono equipotenziali magnetiche, si ha:

$$\Phi = \mu_0 \cdot F \cdot \iint \frac{dS}{l(x,y)} \Rightarrow P = \frac{1}{R} = \frac{\Phi}{F} = \mu_0 \cdot \iint \frac{dS}{l(x,y)}$$

Nel caso bidimensionale a simmetria piana $l(x,y)$ dipende solo da x , quindi:

$$P = \mu_0 \cdot L \cdot \int \frac{dx}{l(x)}$$

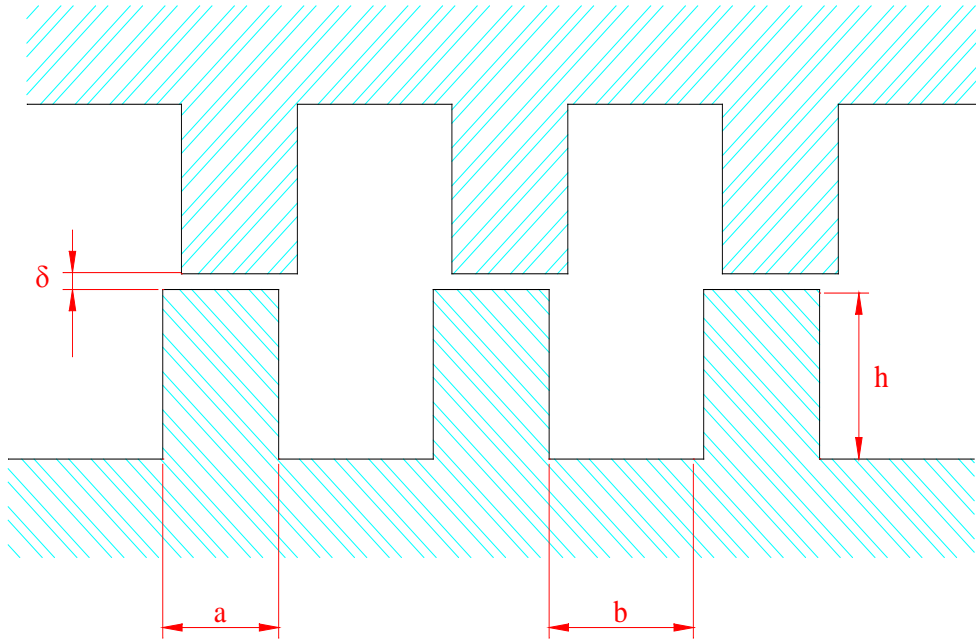


Fig. 3.1 – Dentature gemelle con profilo rettangolare ed a simmetria piana

3.3 Applicazione del m.a.s. nel caso di dentature gemelle: calcolo della permeanza massima.

Nel caso in cui le dentature gemelle si trovino nella posizione reciproca per cui gli assi dei denti sono coincidenti (posizione di massima permeanza), i tubi di flusso da considerare sono riportati in fig. 3.2.

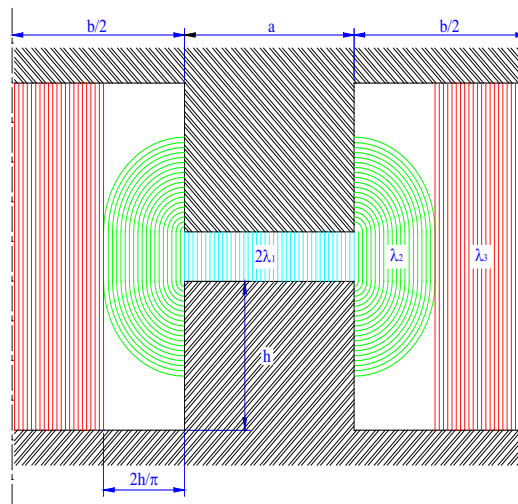


Fig. 3.2 – Tubi di flusso nella posizione di massima permeanza quando $b \geq \frac{4 \cdot h}{\pi}$

Basterà ovviamente considerare solo una finestra di larghezza pari al passo di dentatura. Infatti, i tubi di flusso si ripeteranno identicamente su tutti gli altri passi e, essendo in parallelo tra loro, per ottenere la permeanza totale basterà moltiplicare quella relativa ad un passo di dentatura per il numero complessivo di tali passi.

Per alleggerire le notazioni si introduce la:

$$\lambda = \frac{P}{\mu_0 \cdot L} = \int \frac{dx}{l(x)} \quad (3.2)$$

Che sarà indicata nel seguito con la dizione “*permeanza normalizzata*”

Per $b \geq \frac{4 \cdot h}{\pi}$, si ha:

$$\lambda_1 = \int_0^{a/2} \frac{dx}{\delta} = \frac{a}{2 \cdot \delta}$$

$$\lambda_2 = \int_0^{2h/\pi} \frac{dx}{\delta + \pi \cdot x} = \frac{1}{\pi} \cdot \ln \left(1 + \frac{2h}{\delta} \right)$$

$$\lambda_3 = \int_{2h/\pi}^{b/2} \frac{dx}{2h + \delta} = \frac{1}{2h + \delta} \cdot \left(\frac{b}{2} - \frac{2h}{\pi} \right)$$

per cui:

$$\lambda_{\max} = 2 \cdot (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3) = \frac{a}{\delta} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left(1 + \frac{2h}{\delta} \right) + \frac{1}{2h + \delta} \cdot \left(b - \frac{4h}{\pi} \right)$$

dove, come si vede dalla figura 3.1:

a = larghezza di dente

b = larghezza di cava

h = altezza di dente

δ = traferro minimo

Per $b \leq \frac{4h}{\pi}$ i tubi di flusso in rosso spariscono e quindi $\lambda'_3 = 0$; per il resto si ha:

$$\lambda'_1 = \lambda_1$$

$$\lambda'_2 = \int_0^{b/2} \frac{dx}{\delta + \pi \cdot x} = \frac{1}{\pi} \cdot \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{2\delta} \right)$$

per cui:

$$\lambda'_{\max} = 2(\lambda'_1 + \lambda'_2) = \frac{a}{\delta} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{2\delta} \right)$$

Dunque, per $b \leq \frac{4h}{\pi}$, λ_{\max} non dipende da h.

E' interessante confrontare i risultati ora ottenuti con quelli che si ricavano adottando un metodo analitico più accurato. Nel caso in cui solo una delle due superfici di traferro sia dentata mentre l'altra è liscia (vedi figura 3.3), è possibile identificare una superficie piana equipotenziale magnetica in quella non dentata.

In tal caso la permeanza normalizzata di traferro si può calcolare ricorrendo fondamentalmente alla teoria originaria di Carter [13, 37, 67]:

$$\lambda = \frac{a}{d} + \frac{b}{h+d} + \frac{4}{\pi \cdot \alpha^2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2(n \cdot \alpha)}{n^3} \cdot \text{th}(n \cdot \xi_0)$$

con: $\alpha = \frac{\pi \cdot d}{h+d}$; $\xi_0 = \alpha \cdot \frac{b}{2d}$

dove il significato dei simboli si evince dalla figura 3.3.

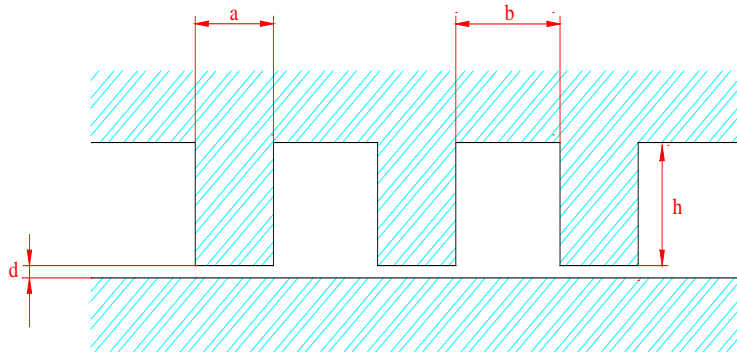


Fig. 3.3

Nel caso in cui entrambe le superfici al traferro sono dentate, in generale non è più possibile individuare una superficie piana equipotenziale magnetica. Solo nel caso in cui le due dentature sono gemelle e solo per la posizione di massima permeanza si può ancora individuare una tale superficie, che è quella passante per la mezzeria del traferro. In tal caso la permeanza normalizzata è data dalla serie delle permeanze calcolate prima, quindi:

$$\lambda^*_{\max} = \frac{a}{\delta} + \frac{b}{2h + \delta} + \frac{2}{\pi \cdot \alpha^2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2(n \cdot \alpha)}{n^3} \cdot \text{Th}(n \cdot \xi_0)$$

con $\delta = 2d$.

A titolo di confronto in figura 3.4 si riportano i diagrammi di λ_{\max} e λ^*_{\max} in funzione di h e per diversi valori di a, b e δ .

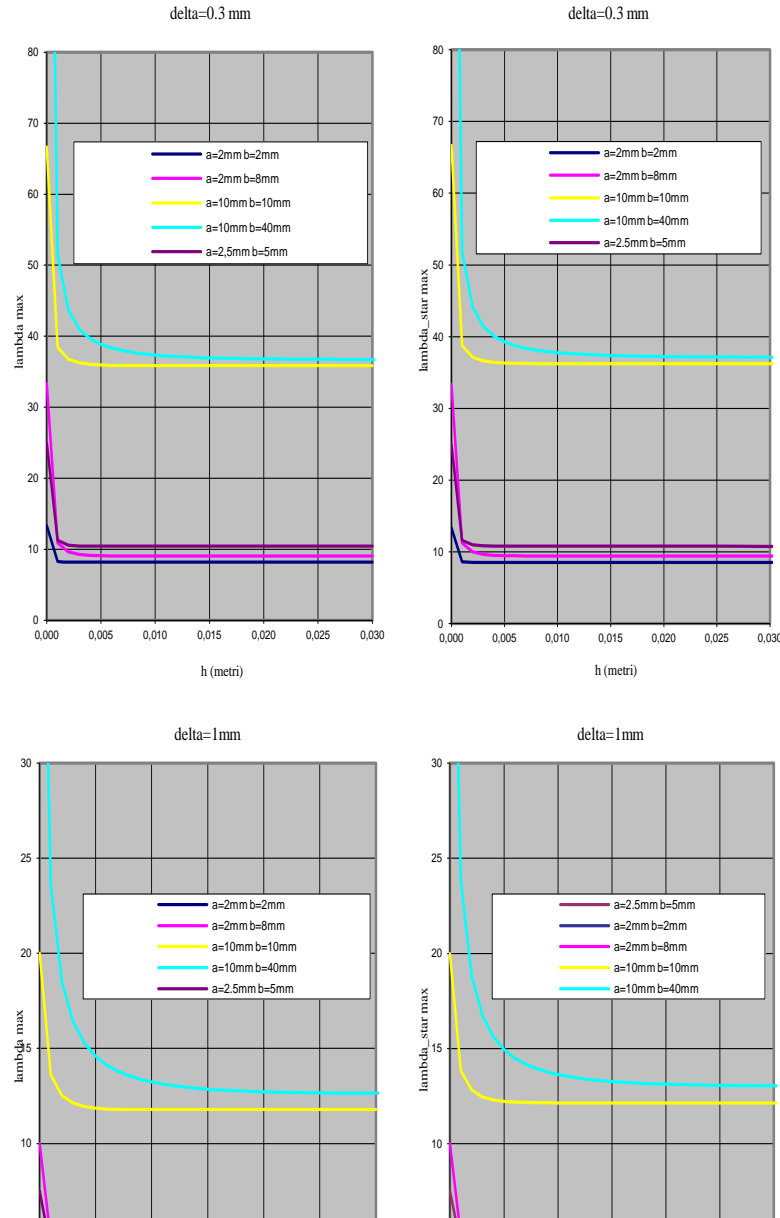


Fig. 3.4 – Confronto tra il m.a.s. e la teoria di Carter per dentature gemelle nella posizione di massima permeanza

Dal confronto si evince che, anche se le formule scaturenti dai due approcci sono completamente diverse, i risultati sono praticamente coincidenti, almeno per quei rapporti tra le dimensioni geometriche che possono trovarsi nelle macchine elettriche a riluttanza variabile. Questo rappresenta già una prima conferma dell'adequatezza del m.a.s. ad essere impiegato per i nostri scopi.

Per posizioni diverse da quella di massima permeanza, come accennato, non è più possibile assumere il piano in mezzzeria del traferro come una superficie equipotenziale magnetica. Se lo si facesse, l'approssimazione sarebbe accettabile solo nel caso in cui l'apertura di cava

fosse piccola rispetto al traferro, cosa che non si verifica nelle macchine a riluttanza variabile. Ma nel m.a.s. si fa implicitamente proprio questo assunto, perché si considerano le linee di flusso rettilinee al traferro, quindi ci aspettiamo che questo metodo analitico semplificato comporti un errore che va aumentando all'allontanarsi delle dentature dalla posizione di massima permeanza e all'aumentare del rapporto b/δ . Per rendercene conto, applichiamo il m.a.s. alle dentature gemelle nella posizione di minima permeanza.

3.4 Applicazione del m.a.s. nel caso di dentature gemelle: calcolo della permeanza minima.

La posizione di minima permeanza si ha quando gli assi dei denti di una dentatura coincidono con gli assi delle cave dell'altra dentatura. I tubi di flusso da considerare in questo caso sono mostrati in figura 3.5.

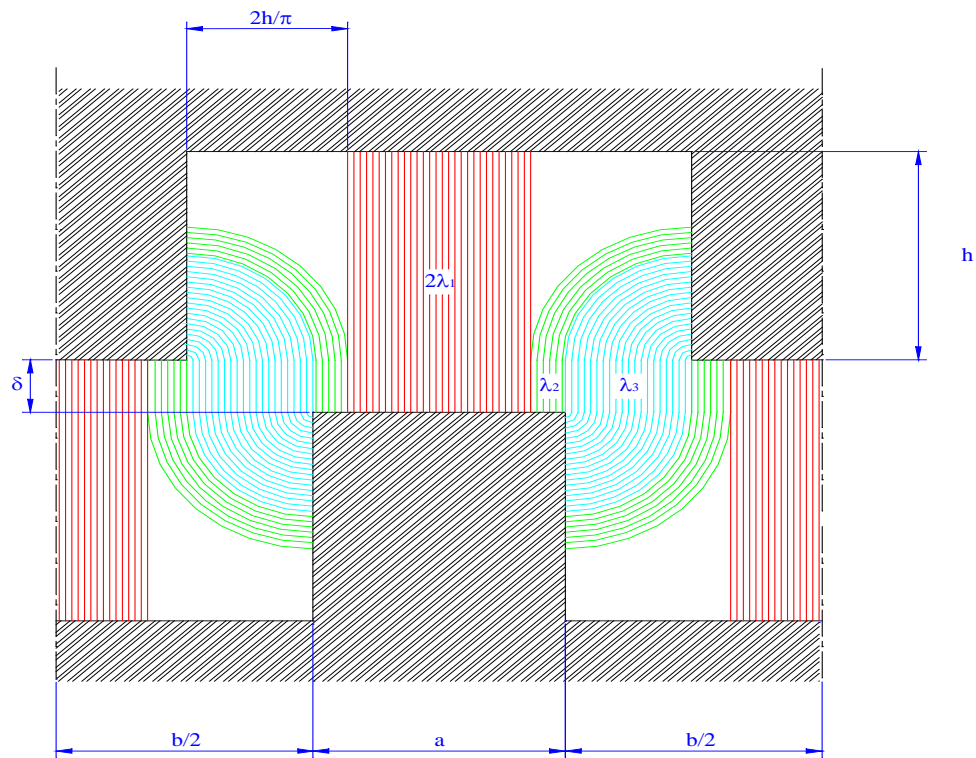


Fig. 3.5 – Tubi di flusso nella posizione di minima permeanza quando $b \geq \frac{4h}{\pi}$

Al solito, si considera solo una finestra pari al passo di dentatura e si calcolano le permeanze normalizzate.

Per $b \geq \frac{4h}{\pi}$, che è proprio il caso in figura, si ha:

$$\lambda_1 = \int_0^{b/2-2h/\pi} \frac{dx}{\delta+h} = \frac{1}{\delta+h} \cdot \left(\frac{b}{2} - \frac{2h}{\pi} \right)$$

$$\lambda_2 = \int_{b/2-a/2}^{2h/\pi} \frac{dx}{\delta + \frac{\pi \cdot x}{2}} = \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left(\frac{1 + \frac{h}{\delta}}{1 + \frac{\pi \cdot (b-a)}{4\delta}} \right)$$

$$\lambda_3 = \int_0^{(b-a)/2} \frac{dx}{\delta + \frac{\pi \cdot (b-a)}{4}} = \frac{\frac{b-a}{2}}{\delta + \frac{\pi \cdot (b-a)}{4}}$$

per cui:

$$\begin{aligned} \lambda_{\min} &= 2 \cdot (2\lambda_1 + 2\lambda_2 + \lambda_3) = \\ &= \frac{2}{\delta+h} \cdot \left(b - \frac{4h}{\pi} \right) + \frac{8}{\pi} \cdot \ln \left(\frac{1 + \frac{h}{\delta}}{1 + \frac{\pi \cdot (b-a)}{4\delta}} \right) + \frac{b-a}{\delta + \frac{\pi \cdot (b-a)}{4}} \end{aligned}$$

Per $b \leq \frac{4h}{\pi}$, i tubi di flusso in rosso scompaiono, quindi $\lambda'_1 = 0$; per il resto si ha:

$$\lambda'_2 = \int_{(b-a)/2}^{b/2} \frac{dx}{\delta + \frac{\pi \cdot x}{2}} = \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left(\frac{1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta}}{1 + \frac{\pi \cdot (b-a)}{4\delta}} \right)$$

$$\lambda'_3 = \lambda_3$$

per cui:

$$\lambda'_{\min} = 2 \cdot (2\lambda'_2 + \lambda'_3) = \frac{8}{\pi} \cdot \ln \left(\frac{1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta}}{1 + \frac{\pi \cdot (b-a)}{4\delta}} \right) + \frac{b-a}{\delta + \frac{\pi \cdot (b-a)}{4}}$$

Dunque, per $b \leq \frac{4h}{\pi}$, λ_{\min} non dipende da h .

E' evidente che, sia nella posizione di permeanza massima che in quella di permeanza minima, il percorso effettivo delle linee di flusso al traferro non è proprio quello ora ipotizzato col m.a.s., quindi i risultati che tale metodo fornisce saranno affetti da un certo errore. Occorre verificare di quanto ci si sbaglia adottando questo metodo analitico semplificato, in modo da capire se è lecito o meno utilizzarlo ed eventualmente individuare i

casi in cui l'errore è minore. Questo lo si è potuto fare confrontando i risultati analitici con quelli numerici derivanti da un software utilizzando il metodo degli elementi finiti. Infatti, nelle simulazioni realizzate con questo software si è considerato un target di errore così piccolo da poter assumere i risultati numerici sostanzialmente coincidenti con quelli reali e quindi utili per testare il m.a.s.

3.5 Determinazione numerica delle permeanze al traferro

Per la determinazione numerica della permeanza si può utilizzare un software implementante il metodo degli elementi finiti per il calcolo dei campi elettrici e magnetici. Il software utilizzato in questo lavoro è il “Maxwell Field Simulator” prodotto dalla Ansoft. Poiché questo tool è utilizzato anche nei capitoli seguenti, conviene sin d'ora accennarne brevemente il funzionamento.

3.5.1 Cenni sul metodo degli elementi finiti

Il metodo degli elementi finiti (FEM, *Finite Element Methods*) è una procedura numerica usata per risolvere equazioni alle derivate parziali ritenute valide entro un certo dominio, allo scopo di ricercare una soluzione approssimata di un problema con condizioni al contorno ed iniziali note.

Tale metodo venne illustrato per la prima volta nel 1942, ma si è iniziato ad utilizzare in modo massiccio solo in seguito all'introduzione dei moderni calcolatori elettronici. Negli ultimi venti anni il FEM si è sviluppato velocemente ed in tanti rami della tecnica esso ha assunto un ruolo dominante per la risoluzione dei problemi di campo.

La prerogativa del FEM, rispetto ad altri metodi di risoluzione numerici, è la possibilità di trovare una funzione che soddisfi le condizioni al contorno, piuttosto che sull'intero dominio, cosa che risulta particolarmente difficoltosa per domini irregolari, su “elementi” dalla geometria semplice in cui si suddividerà il dominio. Tale analisi, in pratica, si rifà alla meccanica dei solidi, trasformando il continuo in un discreto composto da numerosi elementi di cui si conoscono le proprietà. L'elemento finito così caratterizzato è piccolo, ma non infinitesimo, e racchiude in una forma geometrica elementare (triangolo, rettangolo, esagono, tetraedro, cubo, parallelepipedo, etc..) delle equazioni, dette “di forma”, che predicono il comportamento della soluzione cercata nei nodi (o vertici) che lo compongono.

Ad esempio, nell'analisi classica delle macchine elettriche è richiesto di determinare la distribuzione di un potenziale scalare magnetico nel traferro. Per costruire una soluzione approssimata con il metodo degli elementi finiti, si suddivide la regione, in cui il suddetto potenziale è definito, in elementi. L'essenza del metodo è situata in una prima approssimazione del potenziale in ogni elemento in modo standard; in seguito si correla la distribuzione del potenziale nei vari elementi allo scopo di costringerla ad essere continua. Laddove vi sia una distribuzione di sorgenti all'interno del campo, essa deve essere esplicitamente inserita nelle equazioni.

Da quanto detto, la soluzione approssimata di un dato problema di campo per mezzo del metodo degli elementi finiti può essere schematizzata nel seguente modo:

- a) suddivisione della regione in cui è definito il problema in elementi, definizione delle sorgenti e assegnazione dei valori al contorno del problema;
- b) assemblaggio dei “pezzi” di soluzione relativi ai singoli elementi in modo sistematico, così da produrre la soluzione desiderata.

Queste operazioni sono di carattere ripetitivo e altamente sistematico, quindi adattissime ad essere svolte da un calcolatore elettronico per mezzo di programmi specifici. Tuttavia, spesso il carico computazionale è rilevante, soprattutto quando il problema è tridimensionale.

I problemi a simmetria piana o di rivoluzione intorno ad un asse (assisimmetrici) sono riconducibili ad uno studio bidimensionale; quando non c'è una tale simmetria, è necessario un trattamento tridimensionale del problema. Evidentemente la geometria di ogni singolo elemento è variabile al variare del numero di dimensioni del problema; in particolare, se in un problema bidimensionale si useranno elementi triangolari, allora in uno tridimensionale si useranno elementi tetraedrici. Inoltre, mentre in un problema bidimensionale si impiegheranno n^2 nodi, uno tridimensionale implicherà l'impiego di n^3 nodi, dove n è il numero di nodi necessario per ottenere l'accuratezza richiesta alla soluzione. Ciò porta a sostenere che un problema maneggevole in due dimensioni potrebbe diventare poco pratico in tre dimensioni. In questi casi è, quindi, necessario l'uso di un processore molto veloce per ottenere risultati sufficientemente precisi in tempi ragionevolmente brevi. Inoltre, più il numero di elementi, e quindi di nodi, è alto, maggiore deve essere la quantità di memoria a disposizione del calcolatore.

3.5.2 Maxwell Field Simulator

Questo software si fonda su un risolutore di campo basato sul metodo degli elementi finiti; in tal modo esso può simulare campi elettrici e magnetici in ogni tipo di struttura.

Per rappresentare un campo elettrico o magnetico attraverso una vasta regione dalla forma irregolare, il Maxwell Field Simulator divide la regione in più triangoli o in più tetraedri a seconda che il problema sia bi- o tridimensionale. L'insieme di tutti gli elementi (triangoli o tetraedri) è definito “mesh degli elementi finiti” o semplicemente “mesh”. Una mesh è automaticamente generata per ogni modello prima di determinare una soluzione di campo.

Il campo in ogni elemento è rappresentato tramite polinomiali separate ed il suo valore in una zona centrale è ottenuto come interpolazione tra i valori nei nodi. Per ottenere una precisa descrizione del campo, il sistema deve misurare ogni elemento, il quale deve essere abbastanza piccolo per poter adeguatamente interpolare i valori dei vertici. Infatti, se il campo cambia molto rapidamente, all'interno dell'elemento esso non sarà interpolato accuratamente se gli elementi sono troppo estesi. Analogamente, una elevata collocazione di elementi laddove il gradiente del campo è basso produce gli stessi errori di interpolazione creati da una localizzazione bassa in una regione con un forte gradiente. Il realizzatore di mesh del programma, detto “meshmaker”, allora, deve realizzare un grado di rifinitura tale da

focalizzare lo sforzo computazionale esattamente nella regione dove ciò è richiesto. Considerato che difficilmente si può individuare a priori la posizione dove il gradiente del campo è maggiore, la mesh iniziale raramente è adeguata alla risoluzione del problema, quindi il meshmaker deve correggerla attraverso un processo iterativo detto “analisi adattativa”. A tal fine il simulatore scrive la soluzione completa relativa ad un “passo” in un file ed esegue un’analisi dell’errore rispetto al valore del campo risolto nel passo precedente negli stessi punti. In seguito egli rifinisce la mesh laddove l’errore è più alto. Questo processo continua iterativamente fino a quando non si rientra nei criteri di errore stabiliti.

La mesh ottimale per una struttura deve essere formata da abbastanza elementi da rappresentare una soluzione di campo sufficientemente precisa, ma non così tanti da sfruttare totalmente le risorse del computer. Infatti, come prima accennato, vi è una relazione tra la dimensione della mesh, il livello di accuratezza desiderato e la quantità di risorse computazionali che il calcolatore ha a disposizione.

Riassumendo, il Maxwell Field Simulator per produrre una mesh ottimale usa un processo iterativo in cui la mesh è automaticamente rifinita nelle regioni critiche. Esso genera una mesh iniziale poco accurata, creando da ciò una prima soluzione approssimata, poi rifinisce la mesh nell’area in cui la densità di errore è maggiore e calcola una nuova soluzione. Il processo viene ripetuto fino a quando il gradiente di errore rientra nei limiti imposti esternamente.

Per quanto ci riguarda, utilizzeremo il Maxwell Field Simulator per risolvere problemi magnetostatici. In tal caso il programma computa il campo magnetostatico in due passi. Prima trova una soluzione sulla corrente di conduzione; per simulare il flusso di corrente nel modello, egli computa la densità di corrente J ricavandola dalla intensità di corrente circolante nei conduttori (se la densità di corrente è già specificata, il programma salta questo passaggio). Poi, a partire dalla densità di corrente prima ricavata e tenendo conto dell’eventuale presenza di magneti permanenti, calcola il valore del potenziale scalare magnetico nei vertici di ogni elemento della mesh risolvendo le equazioni di Maxwell con le specificate condizioni al contorno. Se vi è la presenza di materiali non lineari, egli determina la soluzione di campo magnetostatico con il metodo di Newton-Raphson. Il potenziale magnetico all’interno di ogni singolo elemento è ottenuto tramite una interpolazione tra i valori nodali usando una funzione polinomiale approssimata del secondo ordine.

Il Maxwell Field Simulator è realizzato in modo tale che chi lo utilizza non debba necessariamente possedere una conoscenza approfondita del FEM. Per produrre una soluzione, l’utente di questo software deve compiere le seguenti operazioni: innanzitutto è necessario inserire la geometria del modello in esame e specificare le caratteristiche attinenti ai materiali; successivamente deve fornire le condizioni al contorno e le sorgenti di campo; il passo seguente è la richiesta delle quantità da computare (forza, coppia, induttanza, ecc.); infine deve impostare le opzioni di computazione (mesh automatica o manuale, percentuale di elementi da rifinire ad ogni passo dell’analisi adattativa, numero di passi, target di errore, ecc.). Il simulatore genera la soluzione del campo e computa le quantità richieste. E’ poi possibile visualizzare ed analizzare il campo nella struttura e diagrammare gli output richiesti usando il “post processor” di cui dispone il software.

3.6 Verifica del grado di precisione del m.a.s. per il calcolo delle permeanze massima e minima

Oggetto di questo paragrafo è la determinazione di λ_{\max} e λ_{\min} con l'ausilio del Maxwell Field Simulator, in modo da potere poi verificare il grado di precisione delle relazioni ricavate con il m.a.s. servendosi di un modulo di tale software inerente ai problemi a due dimensioni, il Maxwell 2D; infatti, in virtù della simmetria piana, il problema da risolvere è bidimensionale. Questo, tra l'altro, consente di spingere molto sulla precisione dei risultati senza incorrere in tempi di elaborazione troppo lunghi. In particolare, nelle simulazioni numeriche riportate in questo paragrafo si è impostato un target di errore sull'energia pari a 0.01% . I modelli utilizzati sono riportati in figura 3.6 (a) e (b). Come si vede, una delle dentature ha un numero maggiore di passi di dentatura; ciò è stato fatto per ridurre gli effetti di bordo.

Per riprodurre il più fedelmente possibile le ipotesi alla base del m.a.s., si è impostato, per il circuito magnetico, un materiale ideale avente caratteristica magnetica lineare e $\mu_r = 10^6$.

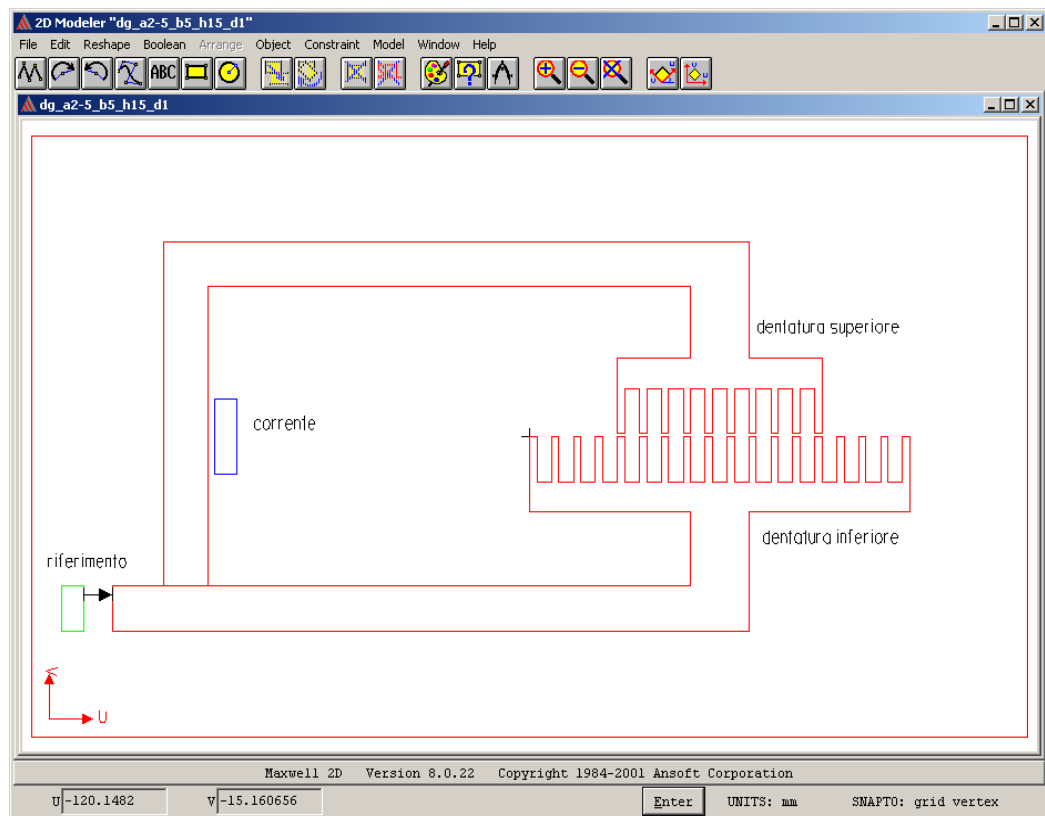
La quantità che si è richiesto di computare al programma è l'induttanza \mathcal{L} del conduttore presente nei modelli utilizzati. Infatti, la permeanza P vista dalla f.m.m. di questo conduttore è legata all'induttanza dalla relazione:

$$\mathcal{L} = N^2 P \quad (3.3)$$

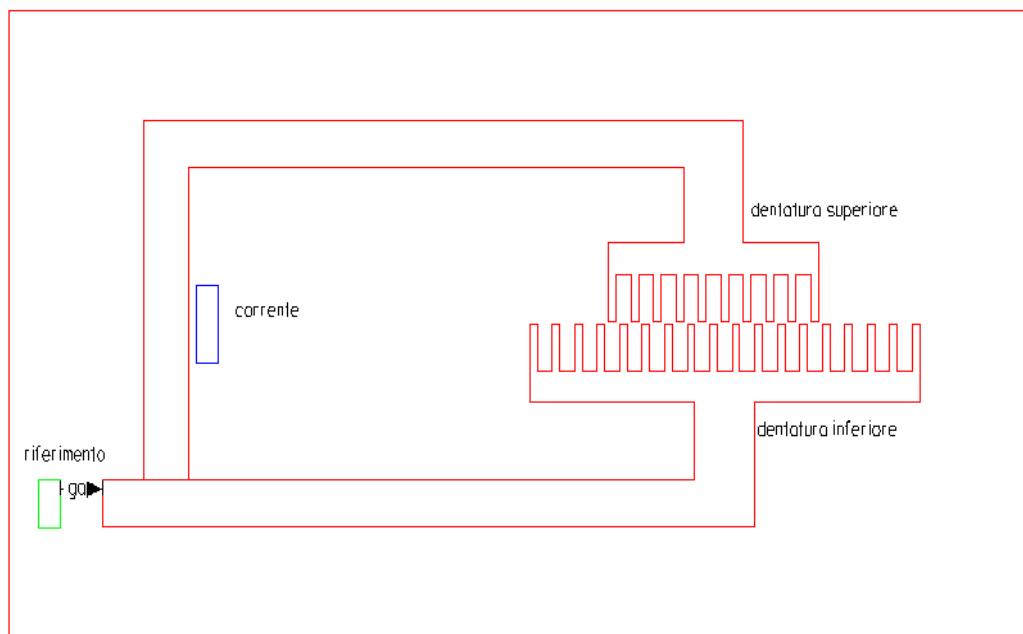
e poiché si è posto $N = 1$, \mathcal{L} e P coincidono.

Inoltre, il Maxwell 2D computa l' induttanza relativa ad 1 metro di conduttore, quindi si ha:

$$\lambda = \frac{\mathcal{L}}{\mu_0} \quad (3.4)$$



(a)



(b)

Fig. 3.6 - Modelli utilizzati nel Maxwell 2D:

- (a) posizione di massima permeanza (schermata del programma);
- (b) posizione di minima permeanza.

Infine, per confrontare i risultati del programma con quelli ottenuti dalle relazioni analitiche prima ricavate occorre dividere λ per il numero di passi di dentatura (il modello utilizzato presenta 10 passi).

Per quanto riguarda le dimensioni geometriche prese in considerazione, si sono considerati diversi valori di a , b e δ aventi fra loro dei rapporti tipici per le macchine a riluttanza variabile; per h si sono considerati due soli valori, $h_{\min} = 5 \text{ mm}$ e $h_{\max} = 15 \text{ mm}$. Si noti, infatti, che, con i valori scelti per a , b e δ , per $h < h_{\min}$ si va verso superfici al traferro piane, quindi di nessun interesse per il nostro studio (non ci sarebbe variazione di riluttanza), mentre per $h > h_{\max}$ le permeanze minima e massima sono praticamente indipendenti da h .

Confronto dei risultati per λ_{\max}

Per rendere più agevole il confronto, in figura 3.7 si riportano, oltre ai risultati numerici, quelli, già esposti, relativi al m.a.s., ristretti, però, al range $[h_{\min}, h_{\max}]$ considerato.

Premettiamo che le considerazioni discendenti da questi e dai successivi confronti sono soltanto qualitative e non avrebbe senso fare altrimenti dato che comunque stiamo trascurando la presenza di fattori quali gli effetti di bordo, la curvatura del traferro che si ha nelle macchine circolari, la non perfetta equipotenzialità delle superfici al traferro, la saturazione magnetica, le tolleranze di fabbricazione, ecc., il che introduce un errore che rende inutile qualsiasi tentativo di analisi quantitativa. Non dimentichiamo poi che il nostro obiettivo non è una valutazione rigorosa della permeanza, bensì un valore di prima approssimazione

Dalla figura 3.7 si nota che il simulatore fornisce risultati leggermente più alti rispetto al m.a.s.. Ciò è dovuto a due distinte cause. La prima è che il simulatore tiene conto anche del flusso disperso (perché valuta l'induttanza del conduttore), mentre il m.a.s. no. La seconda è che le linee di flusso considerate non coincidono perfettamente con quelle reali. Per il circuito magnetico considerato nelle simulazioni, il flusso disperso è praticamente trascurabile, quindi la lieve discrepanza tra i risultati dipende essenzialmente dal fatto che con il m.a.s. si suppone una lunghezza delle linee di flusso leggermente maggiore di quella reale e di conseguenza si sottostima la permeanza. L'errore si riduce all'aumentare del rapporto a/δ , infatti per un elevato valore di quest'ultimo sussiste una concordanza notevole tra le curve analitiche e quelle fornite dal simulatore. Se ne deduce che quando il traferro è molto minore della larghezza di dente, il m.a.s. fornisce risultati molto precisi per la posizione di massima permeanza.

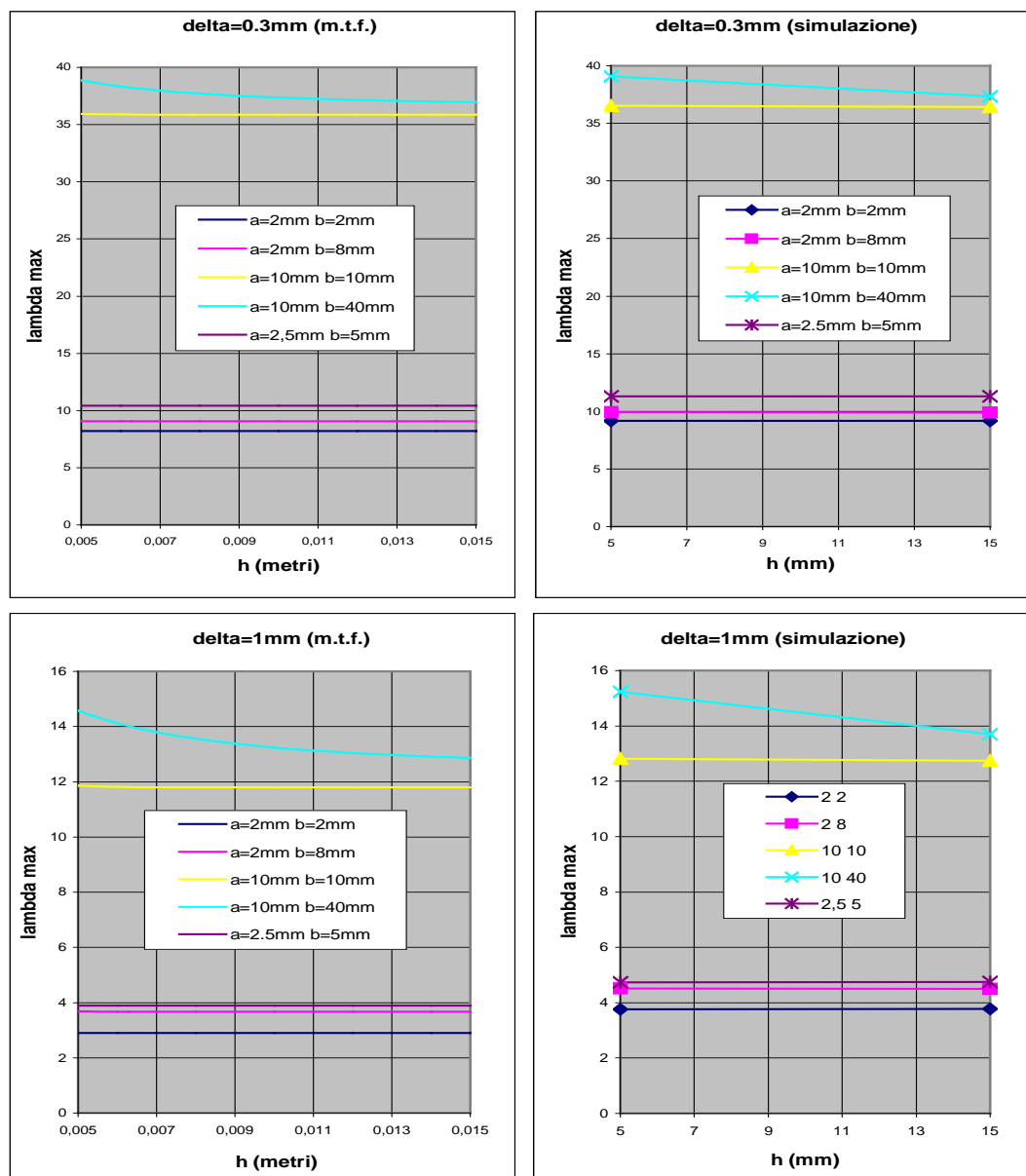


Fig. 3.7 – Verifica del m.a.s. nella posizione di massima permeanza

Confronto dei risultati per λ_{min} .

I risultati ricavati col m.a.s. e quelli ottenuti col simulatore sono riportati in figura 3.8 con le stesse modalità usate nel confronto delle λ_{max} .

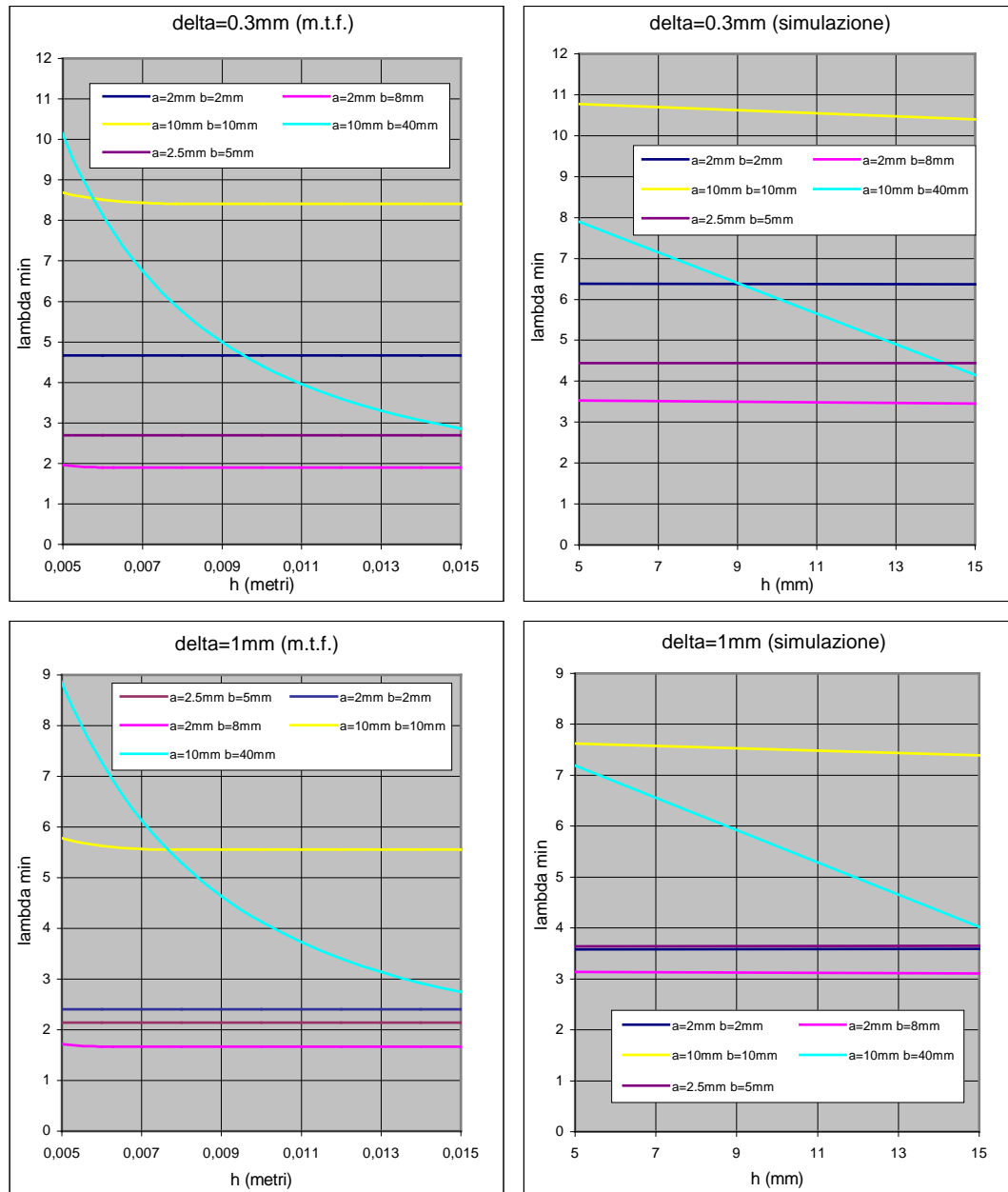


Fig. 3.8 – Verifica del m.a.s. nella posizione di minima permeanza

Osserviamo preventivamente che nella posizione di minima permeanza l'incidenza del flusso disperso è maggiore e già questo comporta che i risultati del simulatore sono più elevati di quelli analitici. Tuttavia, la differenza tra i risultati è rilevante ed infatti essa dipende principalmente dal percorso sensibilmente diverso che le linee di flusso, nella posizione di minima permeanza, realmente hanno rispetto a quanto ipotizzato dal m.a.s., a conferma delle considerazioni teoriche fatte nel paragrafo 3.3. Più precisamente, ancora una volta, ma molto più marcatamente rispetto alla posizione di massima permeanza, si suppone una lunghezza delle linee di flusso maggiore di quella reale, perciò la permeanza calcolata risulta sensibilmente minore di quella reale. Abbiamo, quindi, la conferma che nella posizione di minima permeanza il m.a.s. comporta un errore notevole.

La situazione migliora leggermente al crescere di a/δ e al diminuire di b/δ .

Si noti come il m.a.s. riesca a prevedere che per $b/h < 4/\pi$ la permeanza è praticamente indipendente da h .

In [67], nel caso di $a/b = 1$, si propone un fattore correttivo per la formula di λ_{\min} ricavata con il m.a.s.; tale correzione consiste nell'aumentare il λ_{\min} calcolato del 40% , quindi nella sua formula comparirà un fattore moltiplicativo pari a 1.4 . Ma, come si deduce dalla figura 3.8, l'errore percentuale che si commette su λ_{\min} non è sempre lo stesso, bensì varia con h , e più precisamente si riduce al ridursi di h . Ad esempio, per a/h elevato e $a/b < 1$ si ha addirittura una sovrastima della permeanza e c'è quindi un piccolo intervallo di b/h e di a/b per cui l'errore si riduce notevolmente. Basta questo a far comprendere che non è possibile adottare il suddetto fattore correttivo per ogni h . Tuttavia, per b/h sufficientemente basso ($b/h < 4/\pi$) da poter ritenere che λ_{\min} sia indipendente da h , la correzione proposta è abbastanza efficace.

Dai confronti effettuati si deduce che, per $a/\delta \gg 1$, orientativamente $a/\delta > 10$, il m.a.s. consente di calcolare con buona precisione la permeanza massima, mentre per il calcolo della permeanza minima, per non incorrere in errori notevoli, è necessario introdurre un fattore correttivo che però va bene solo per $a/b=1$ e $b/h < 4/\pi$.

Finora si è utilizzato il m.a.s. per il calcolo della permeanza al traferro quando la posizione reciproca delle due dentature è fissata. Poiché le forze elettromagnetiche agenti in un motore TFPM dipendono dalla derivata della permeanza rispetto ad s , il vero obiettivo è trovare l'espressione analitica della permeanza P di traferro in funzione di s . Il m.a.s. consente di perseguire questo risultato in modo relativamente semplice e ciò lo si fa vedere nel prossimo paragrafo considerando ancora il caso di due dentature gemelle, a profilo rettangolare ed a simmetria piana.

3.7 Applicazione del m.a.s. nel caso di dentature gemelle: espressione della permeanza in funzione dello sfasamento tra le dentature

Nel caso di dentature gemelle, in [37] si ipotizza, per semplicità, un andamento sinusoidale di $P(s)$ attorno ad un valore medio non nullo:

$$P(s) = P_0 + P_M \cos(s) \quad (3.5)$$

con

$$P_0 = (P_{\max} + P_{\min})/2 \quad \text{e} \quad P_M = (P_{\max} - P_{\min})/2 \quad (3.6)$$

dove:

$$P_{\max} = \mu_0 \cdot L \cdot \lambda_{\max} \quad \text{e} \quad P_{\min} = \mu_0 \cdot L \cdot \lambda_{\min} \quad (3.7)$$

In queste ipotesi, quindi, conoscendo le permeanze normalizzate λ_{\max} e λ_{\min} prima ricavate, la legge di variazione della permeanza in funzione di s risulta completamente determinata.

L'assunto di una $P(s)$ sinusoidale, come vedremo fra poco, non è verificato nella pratica, anche se in alcuni casi consente di valutare molto grossolanamente, ma molto rapidamente, l'ampiezza delle forze legate alla variazione di riluttanza. In ogni modo, questa procedura non ci consente di valutare la legge di variazione della $P(s)$ e quindi nemmeno quella delle suddette forze, il che, invece, è uno dei nostri principali obiettivi, dato che per ottimizzare le prestazioni del motore TFPM una delle azioni da intraprendere è quella di modificare opportunamente l'andamento delle coppie in esso agenti. Ad esempio, vedremo che per minimizzare il ripple di coppia, più che ridurre l'ampiezza in un singolo stadio del motore, si può puntare sulla reciproca compensazione di quelli relativi a più stadi calettando questi ultimi sullo stesso asse. Per chiarirci, se facessimo in modo che la componente alternativa della coppia non avesse armoniche pari, per eliminarla basterebbe calettare sullo stesso asse due stacks sfasati di 180° elettrici, oppure, se non avesse armoniche multiple di tre, basterebbero tre stacks sfasati di 120° elettrici, e così via. Se ne deduce che, se tra i criteri di progetto c'è il massimo ripple di coppia ammissibile, conoscendo il legame funzionale tra le ampiezze delle armoniche della componente alternativa della coppia e i parametri geometrici del circuito magnetico del motore, sarebbe possibile scegliere questi ultimi in modo da soddisfare questo criterio attraverso la compensazione delle armoniche stesse.

Quanto detto giustifica l'importanza di ricavare l'espressione analitica, seppure approssimata, di $P(s)$ con il m.a.s.. A tal fine occorre tenere presente la forma e le dimensioni dei tubi di flusso in funzione di s , stando attenti al fatto che al variare di s alcuni tubi di flusso scompaiono e ne entrano in gioco di nuovi. Ancora una volta si è ritenuto conveniente condurre i calcoli con riferimento al caso notevole di dentature gemelle a profilo rettangolare ed a simmetria piana. Nello specifico, si è considerato $b/h \leq 4/\pi$ in modo da rendere $P(s)$ indipendente da h e quindi di semplificare i calcoli.

Nel seguito si riportano le espressioni della permeanza normalizzata $\lambda(s)$ distinguendo tre casi.

Caso di $a \geq b$

per $s = 0 \div b/2$:

$$\lambda(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{2}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} + \frac{\pi(b/2-s)}{\delta} \right) \right) + \frac{s}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}} \quad \text{per } s =$$

$b/2 \div b$:

$$\lambda(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{8}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta} \right) - \frac{4}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(b-s)}{2\delta} \right) + \frac{b-s}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}}$$

per $s = b \div (a+b)/2$:

$$\lambda(s) = \frac{a-b}{\delta} + \frac{8}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta} \right)$$

Caso di $b/2 \leq a \leq b$

per $s = 0 \div b/2$:

$$\lambda(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{2}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} + \frac{\pi \cdot (b/2 - s)}{\delta} \right) \right) + \frac{s}{\delta + \frac{\pi \cdot (b-s)}{2}}$$

per $s = b/2 \div a$:

$$\lambda(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{8}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta} \right) - \frac{4}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot (b-s)}{2\delta} \right) + \frac{b-s}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}}$$

per $s = a \div (a+b)/2$:

$$\lambda(s) = \frac{8}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta} \right) - \frac{4}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi(s-a)}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(b-s)}{2\delta} \right) \right) + \frac{b-s}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}} + \frac{s-a}{\delta + \frac{\pi(s-a)}{2}}$$

Caso di $a \leq b/2$

per $s = 0 \div a$:

$$\lambda(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{2}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} + \frac{\pi(b/2 - s)}{\delta} \right) \right) + \frac{s}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}}$$

per $s = a \div b/2$:

$$\begin{aligned}\lambda(s) = & \frac{4}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) - \ln \left(1 + \frac{\pi(s-a)}{2\delta} \right) \right) + \frac{s}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}} + \frac{s-a}{\delta + \frac{\pi(s-a)}{2}} + \\ & + \frac{2}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} + \frac{\pi(b/2-s)}{\delta} \right) - \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) \right)\end{aligned}$$

per $s = b/2 \div (a+b)/2$:

$$\begin{aligned}\lambda(s) = & \frac{8}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta} \right) - \frac{4}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi(s-a)}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(b-s)}{2\delta} \right) \right) + \\ & + \frac{b-s}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}} + \frac{s-a}{\delta + \frac{\pi(s-a)}{2}}\end{aligned}$$

In tutti e tre i casi, si ha che:

- per $s = (a+b)/2 \div (a+b)$ la funzione $\lambda(s)$ si ottiene per simmetria pari rispetto all'intervallo $s = 0 \div (a+b)/2$;
- per $s = (a+b) \div 2(a+b)$ i valori di $\lambda(s)$ si ripetono identicamente rispetto all'intervallo $s = 0 \div (a+b)$, quindi $\lambda(s)$ è periodica di periodo $(a+b)$.

Per comprendere come si sono ricavate le precedenti relazioni, in figura 3.9 si riportano, a titolo di esempio, i tubi di flusso al variare di s nel solo caso $b/2 \leq a \leq b$.

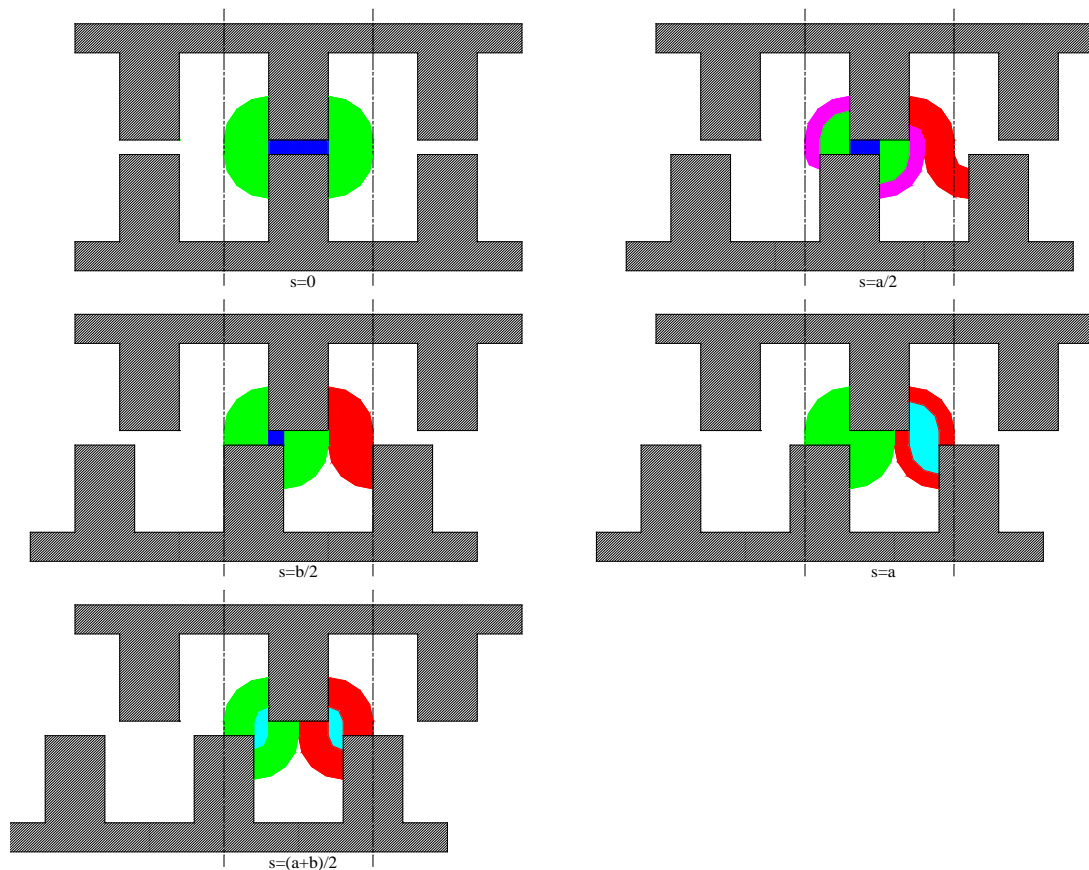


Fig. 3.9 – Tubi di flusso al variare di s nel caso $b/2 \leq a \leq b$ e $b/h \leq 4/\pi$

3.8 Verifica del grado di precisione del m.a.s. per il calcolo della permeanza in funzione di s

Per verificare l'aderenza alla realtà delle relazioni precedentemente ricavate, si è usato nuovamente il Maxwell 2D e si è sfruttata la possibilità che esso offre di impostare un problema parametrico. Questo significa che non è necessario predisporre una nuova simulazione al variare di uno o più parametri del problema, bensì è possibile impostare un unico modello, detto modello nominale, e specificare quali sono le grandezze che cambiano, dette parametri, e come cambiano. In tal modo, il programma calcola automaticamente gli output desiderati al variare di uno o più parametri del modello nominale. Nel nostro caso, il parametro è lo sfasamento (displacement) tra le dentature; quando gli assi dei denti coincidono si ha $s = 0$. Il modello nominale coincide con quello utilizzato per il calcolo delle permeanze massima e minima e si è introdotto come parametro lo spostamento di una delle due dentature rispetto ad un riferimento solidale con l'altra dentatura. Tale parametro si è fatto

variare tra 0 ed $(a+b)$. In questo modo si è ricavato un periodo completo della permeanza in funzione di s . Essa sarà confrontata con la $P(s)$ ricavata analiticamente; il confronto si è effettuato per diversi valori di a , b e δ .

Dall'analisi dei valori massimi e minimi di permeanza, si è dedotto che il m.a.s. è più efficace quando $a/\delta \gg 1$. Verifichiamo se ciò è vero anche per il calcolo di $P(s)$ e cominciamo col caso di $b/2 \leq a \leq b$. In figura 3.10 è riportato il confronto tra risultati analitici e numerici quando $a=10\text{mm}$, $b=10\text{mm}$, $h=15\text{mm}$ e $\delta=0.3\text{mm}$.

Da notare che si è optato per confrontare non le permeanze normalizzate, bensì direttamente le permeanze effettive; inoltre tali permeanze sono relative a tutta la struttura, il cui modello nominale è quello di figura 3.6 (a), e non ad un solo passo di dentatura.

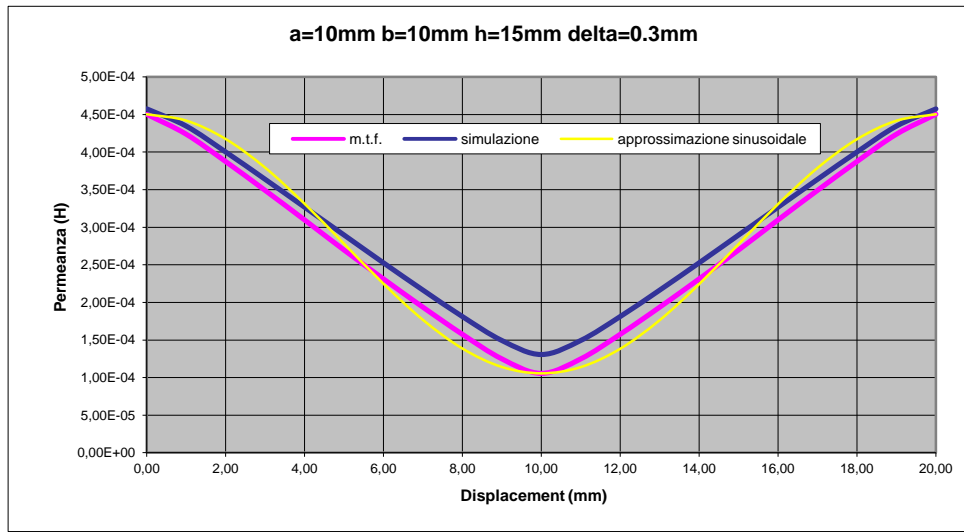


Fig. 3.10

Nella figura 3.10 compare anche la $P(s)$ ricavata con l'approssimazione sinusoidale. Come si vede, il m.a.s. fornisce un risultato molto aderente alla realtà. Questo lo si nota ancora più marcatamente se usiamo la $P(s)$ per calcolare la forza tangenziale di riluttanza agente su una delle due dentature, data da:

$$F_{\text{ril}} = \frac{1}{2} (NI)^2 \frac{dP(s)}{ds} \quad (3.8)$$

che con l'approssimazione sinusoidale si particolarizza in:

$$F_{\text{ril}} = -\frac{1}{2} (NI)^2 P_M \sin(s) \quad (3.9)$$

Confrontiamo, infatti, tale forza calcolata analiticamente con quella che otteniamo col Maxwell 2D. I risultati, per $NI=1000$ Asp, sono riportati in figura 3.11.

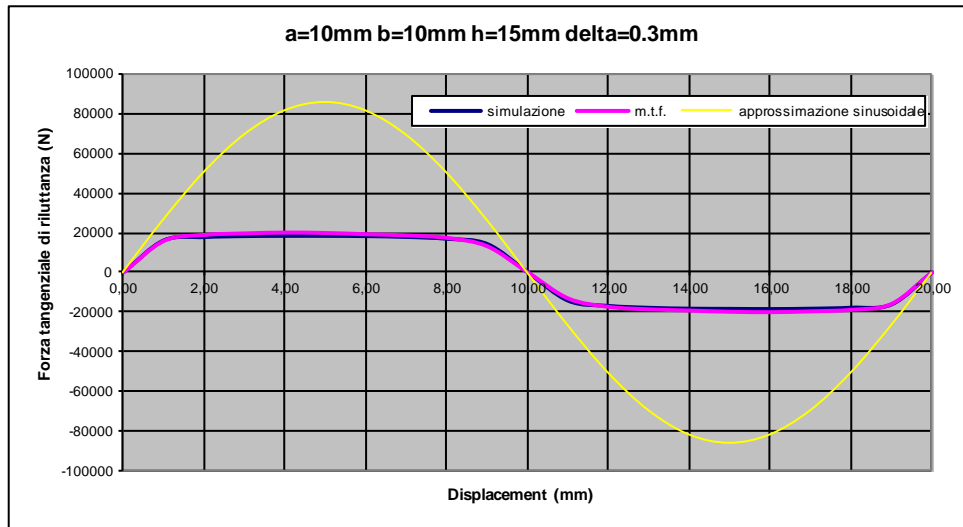


Fig. 3.11

Si noti come in questo caso l'approssimazione sinusoidale sia del tutto fallace, mentre il m.a.s. fornisce un risultato molto preciso.

Osserviamo che gli elevati valori di F_{ril} sono dovuti al fatto che per problemi a simmetria piana il Maxwell 2D calcola la forza per unità di lunghezza (1 metro) nella direzione della profondità.

Per inciso, il Maxwell Field Simulator calcola le forze e le coppie utilizzando il principio dei lavori virtuali:

$$F(s) = \left. \frac{\partial W(s, i)}{\partial s} \right|_{i=\text{cost}} \quad C(\theta) = \left. \frac{\partial W(\theta, i)}{\partial \theta} \right|_{i=\text{cost}} \quad (3.10)$$

dove W è la coenergia magnetica.

Consideriamo ora il caso di $a \leq b/2$; in figura 3.12 sono riportati i risultati quando $a=2.5\text{mm}$, $b=5\text{mm}$, $h=15\text{mm}$ e $\delta=0.3\text{mm}$.

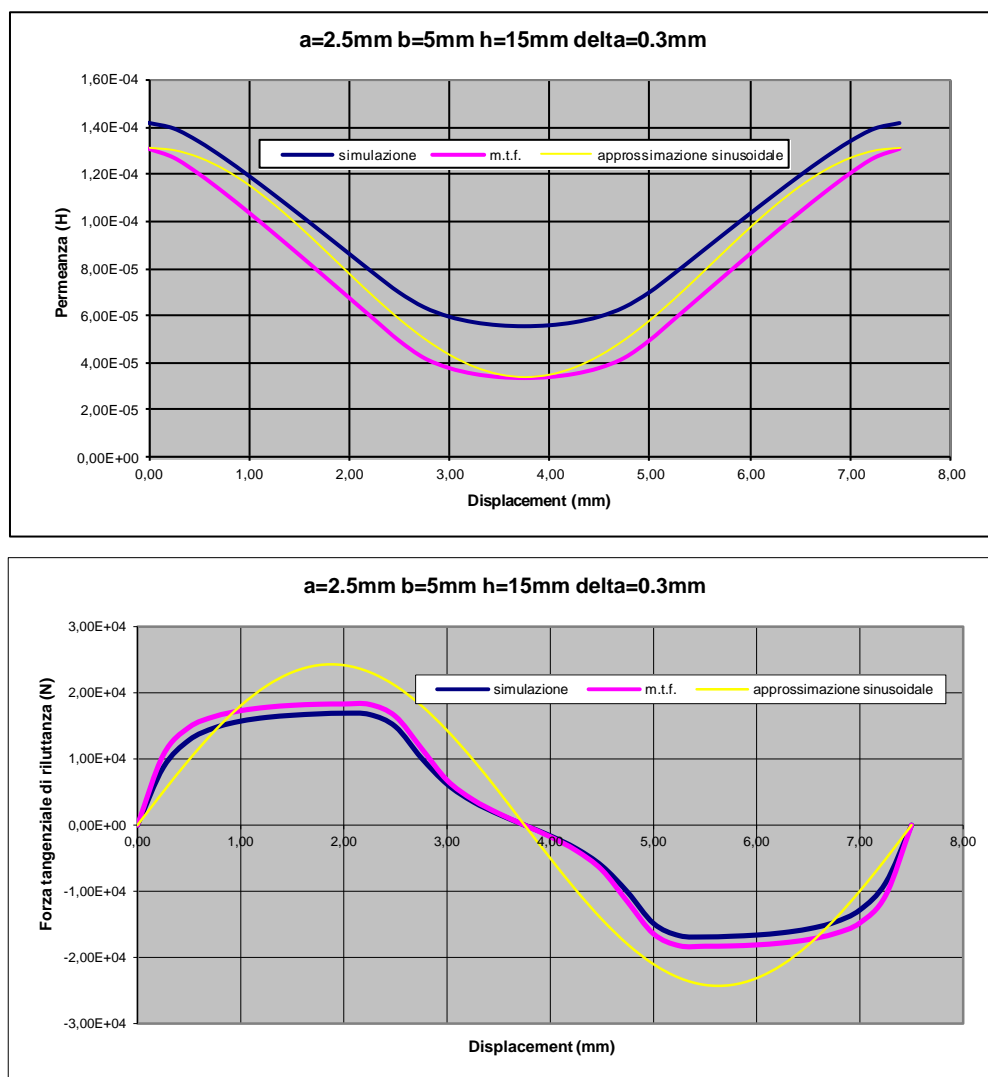


Fig.3.12

La concordanza tra gli andamenti della $P(s)$ ottenuta col simulatore e quella ricavata col m.a.s. è ancora notevole, ma l'errore sui valori massimi e minimi di permeanza è maggiore del caso precedente, perché è minore il rapporto a/δ . Ciò implica che anche la valutazione della F_{rl} è meno precisa; essa, comunque, è ancora molto soddisfacente. L'approssimazione sinusoidale, invece, è anche questa volta largamente inesatta.

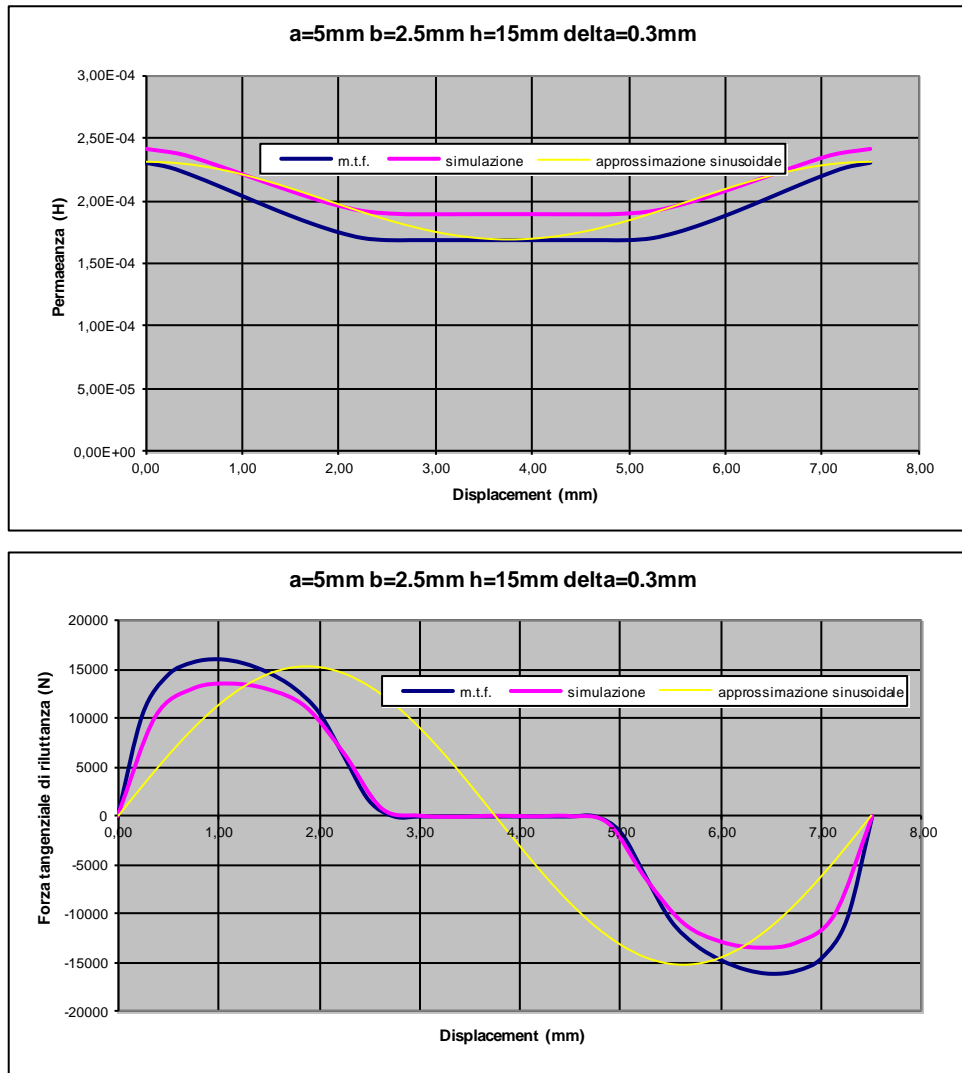


Fig. 3.13

Infine, si consideri il caso di $a \geq b$; in figura 3.13 sono riportati i risultati quando $a=5\text{mm}$, $b=2.5\text{mm}$, $h=15\text{mm}$ e $\delta=0.3\text{mm}$.

Ancora una volta il m.a.s. è molto efficace, mentre l'approssimazione sinusoidale è completamente sbagliata. Da notare, però, che negli ultimi due casi l'approssimazione sinusoidale dà una indicazione dell'ampiezza della forza che non è del tutto errata.

In definitiva, da questi confronti si ricava che, per $a/\delta \gg 1$, anche se la valutazione delle permeanze con il m.a.s. è piuttosto grossolana (soprattutto nelle posizioni lontane da quella di massima permeanza), la derivata della permeanza, che poi è ciò che effettivamente ci interessa, perché è da questa che dipendono le forze elettromagnetiche nelle macchine TFPM, è predetta in maniera molto soddisfacente.

Per completezza, nelle figure 3.14, 3.15 e 3.16 si riportano i confronti nel caso in cui non si verifica la condizione $a/\delta \gg 1$.

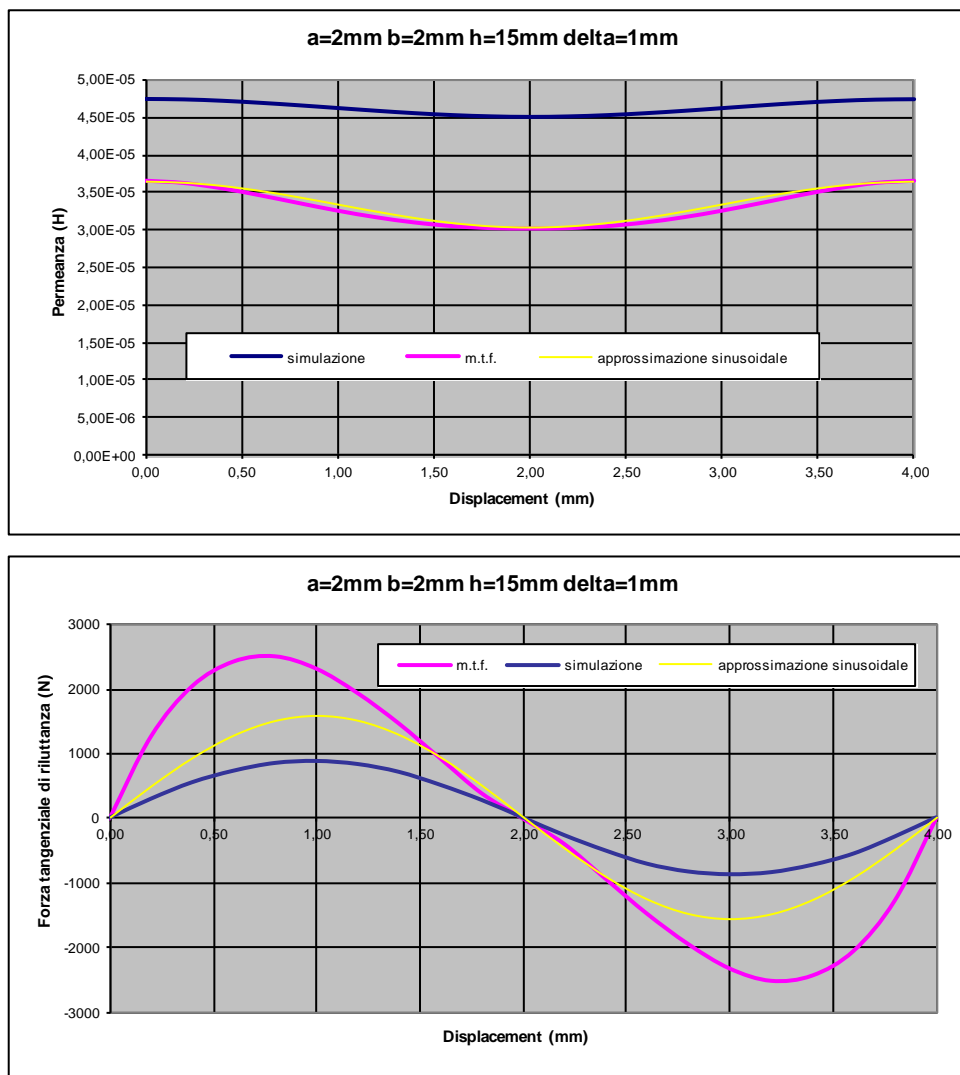


Fig. 3.14

Da essi si evince che, in questa situazione, con il m.a.s. si commettono errori notevoli sia nell'ampiezza che nella legge di variazione di $P(s)$ e F_{ril} . Tali errori sono dello stesso ordine di grandezza di quelli che si fanno adottando l'approssimazione sinusoidale.

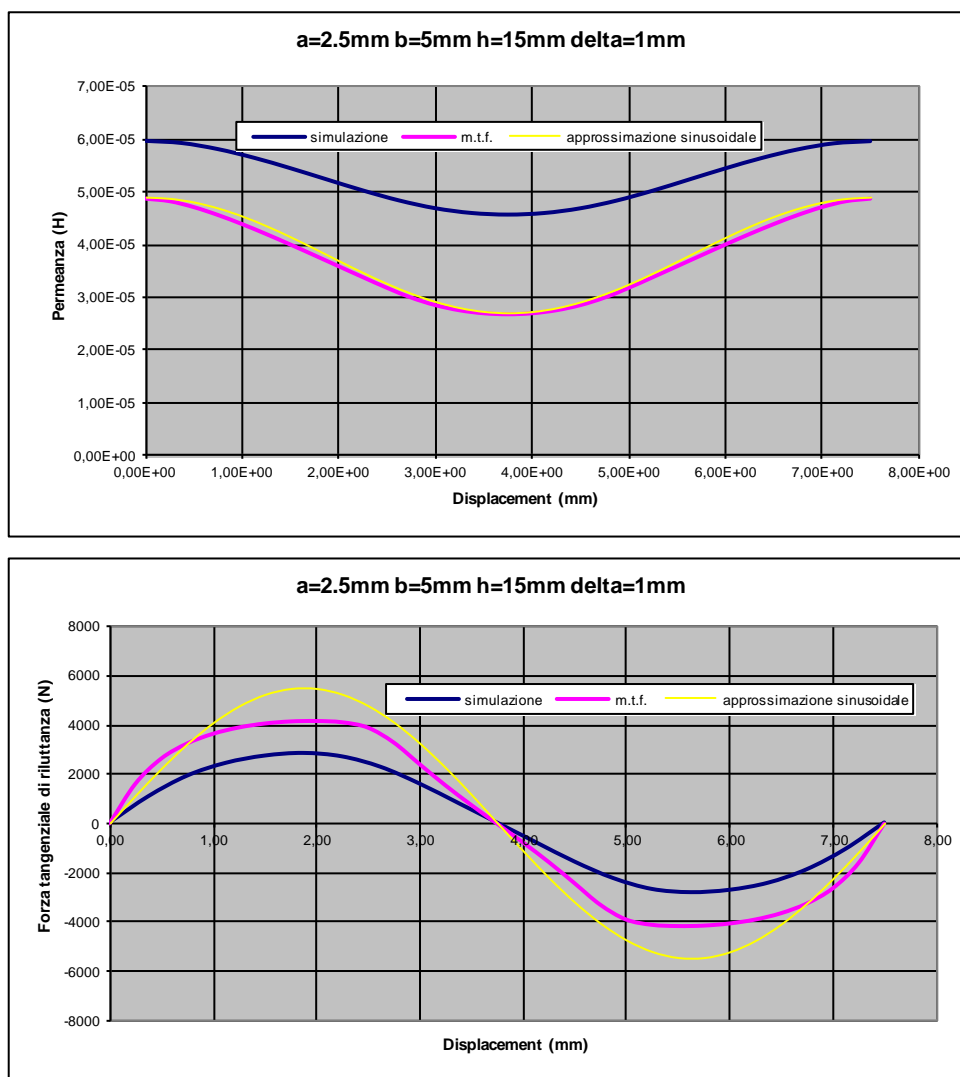


Fig. 3.15

Si noti come, in questi diagrammi, la forza calcolata col m.a.s. sia sempre maggiore di quella effettiva: ciò si ha perché col m.a.s. la permeanza minima si sottostima più marcatamente rispetto a quanto si fa con la massima, quindi si esalta la variazione di permeanza.

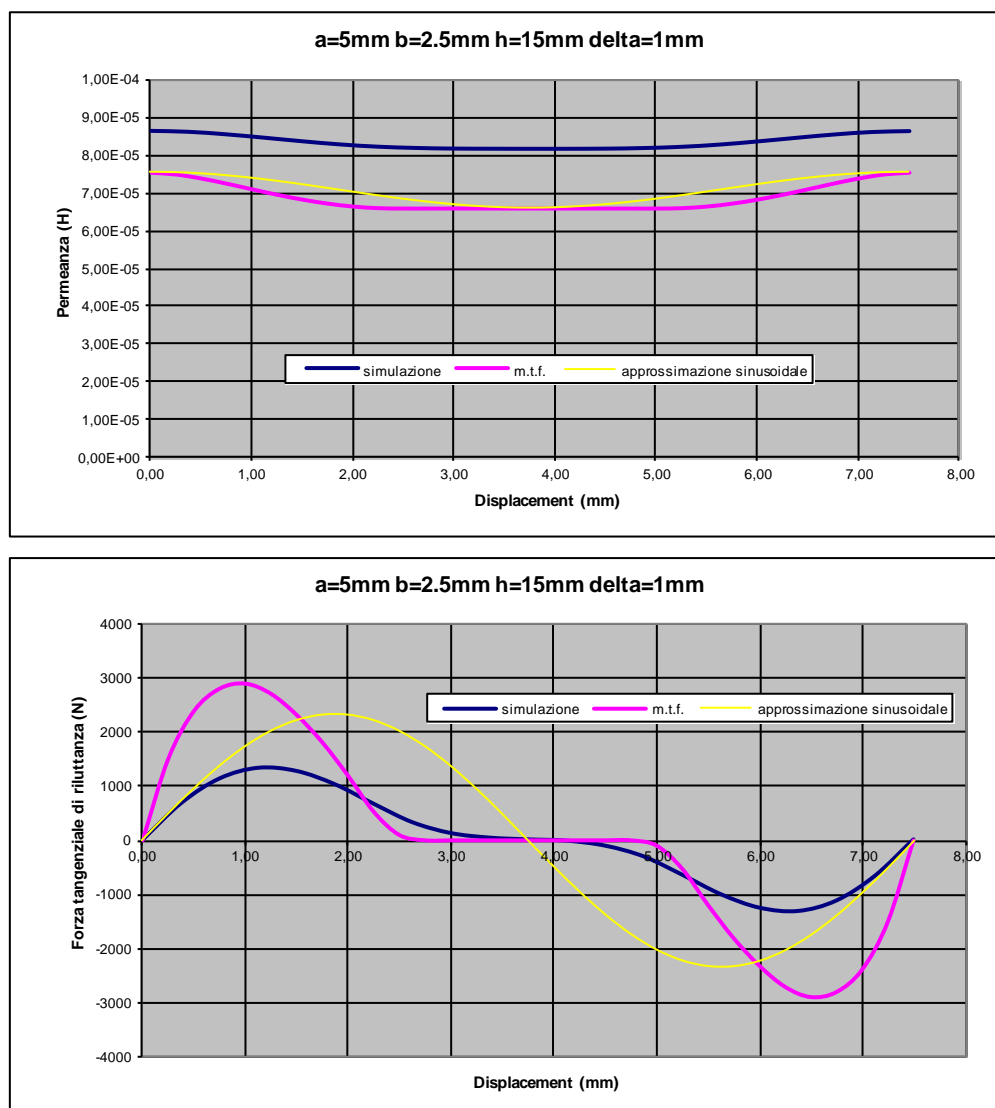


Fig. 3.16

3.9 Estensione del m.a.s. al caso di dentature non gemelle

Applicando il m.a.s. a dentature gemelle a profilo rettangolare ed a simmetria piana, abbiamo appurato che esso fornisce risultati sufficientemente aderenti alla realtà quando la larghezza di dente è molto maggiore del traferro minimo (orientativamente, almeno 10 volte maggiore). Poiché il suddetto metodo è del tutto generale, non c'è alcun motivo per cui questa conclusione non possa estendersi al caso di dentature non gemelle a profilo rettangolare ed a simmetria piana. A titolo di esempio, si prende in considerazione la seguente geometria:

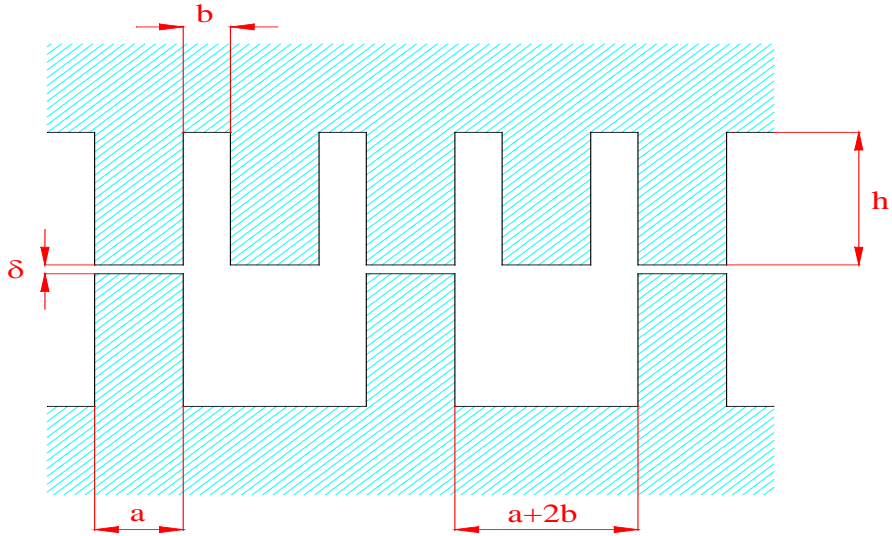


Fig. 3.17 – Dentature non gemelle

Applicando il m.a.s. si ricavano le seguenti relazioni per la $P(s)$:

per $s = 0 \div b/2$:

$$\lambda(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) + \frac{b/2}{\delta + \frac{\pi(b+s)}{2}} + \frac{b/2}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}} +$$

$$+ \frac{4}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(a/2+b)}{2\delta} \right) - \frac{1}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi(b+s)}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(b-s)}{2\delta} \right) \right)$$

per $s = b/2 \div b$:

$$\lambda(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{1}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) - \ln \left(1 + \frac{\pi(b+s)}{2\delta} \right) \right) + \frac{b/2}{\delta + \frac{\pi(b+s)}{2}} +$$

$$+ \frac{4}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(a/2+b)}{2\delta} \right) - \ln \left(1 + \frac{\pi(b-s)}{2\delta} \right) \right) + \frac{b-s}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}}$$

per $s = b \div (a+b)/2$:

$$\lambda(s) = \frac{a-b}{\delta} + \frac{4}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta} \right) + \frac{1}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(b+s)}{2\delta} \right) \right) +$$

$$+ \frac{3b/2-s}{\delta + \frac{\pi(b+s)}{2}} + \frac{1}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi(a+b-s)}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(a-b+s)}{2\delta} \right) \right)$$

Per verificare il grado di precisione di queste relazioni, si confrontano i risultati che esse forniscono con quelli ottenuti con una simulazione numerica per un set di dimensioni

geometriche caratterizzato da $a/\delta \gg 1$. Questo confronto è illustrato in figura 3.18; come si vede, il grado di precisione del m.a.s. è analogo a quello che si ha nel caso di dentature gemelle.

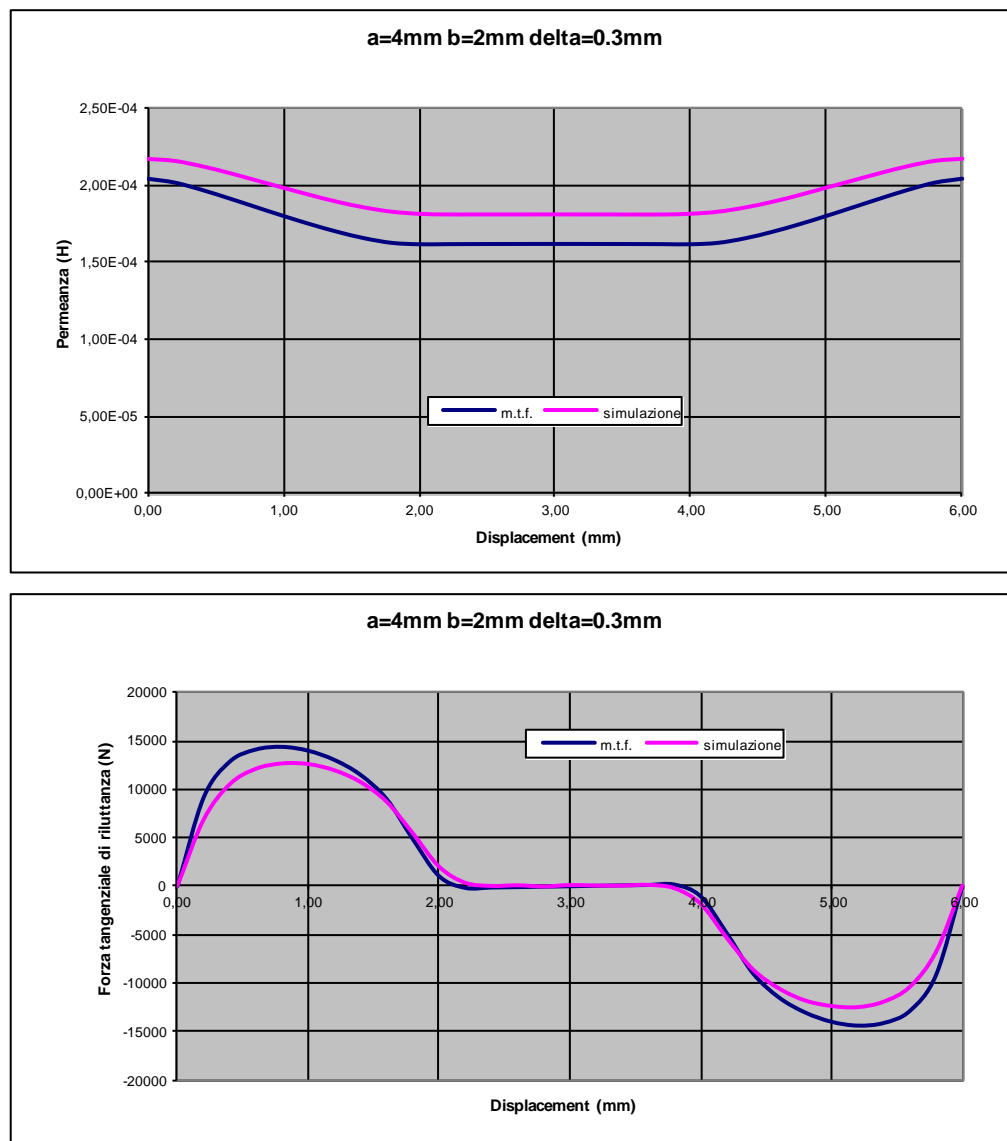


Fig. 3.18

Il metodo analitico semplificato, per il calcolo approssimato delle permeanze al traferro. Servendoci di un software di simulazione di campi, si è verificato che il m.a.s. consente di valutare con sufficiente precisione tali permeanze quando le superfici al traferro sono a profilo rettangolare ed a simmetria piana. In particolare, si è ricavato che il m.a.s. è in grado di valutare in maniera soddisfacente come varia la permeanza di traferro in funzione dello sfasamento tra le due dentature e ancora meglio le forze che dipendono da questa variazione, a patto che la larghezza di dente sia molto maggiore del traferro minimo. Si ribadisce, che

queste conclusioni valgono sotto ben precise ipotesi semplificative, tra le quali in particolare l'assenza degli effetti di bordo (ipotesi di simmetria piana) e della saturazione del ferro.

Anche se i risultati della trattazione oggetto di questo capitolo saranno applicati, nel seguito di questo lavoro, specificatamente alla macchina TFPM, essi possono essere utilizzati in generale nello studio di tutte le macchine elettriche (motori e generatori), il cui comportamento dipende dalla legge variazione di permeanza al traferro.

CAPITOLO IV

Valutazione delle forze elettromagnetiche agenti in un motore TFPM

4.1 Generalità

Per determinare le forze di natura elettromagnetica che agiscono in un generico dispositivo di conversione elettromeccanica dell'energia ad accoppiamento elettromagnetico, si può fare ricorso al principio di conservazione dell'energia applicando il principio dei lavori virtuali o utilizzando l'equazione di equilibrio delle tensioni da cui dedurre una di equilibrio delle energie in gioco:

Ovviamente, in entrambi i modi si perviene alle stesse relazioni, ma a seconda dei casi può essere più conveniente utilizzarne uno piuttosto che l'altro.

Di seguito si applicheranno i due metodi appena detti ad un generico motore TFPM, successivamente le stesse relazioni saranno ricavate con riferimento ad una configurazione a magneti piani. I risultati saranno ottenuti a partire da quelli relativi ad una singola fase, ricavando quelli delle altre semplicemente tenendo conto dello sfasamento meccanico di ciascuno degli stadi

4.2 Espressioni generali della forza di riluttanza e della forza di interazione

L'equazione di equilibrio delle tensioni per l'avvolgimento statorico di un TFPM può porsi nella forma:

$$u = R_w i + \frac{d\psi}{dt} = R_w i + \frac{d}{dt}(\psi_w + \psi_m) \quad (4.1)$$

dove:

u = tensione elettrica applicata ai capi dell'avvolgimento;

R_w = resistenza elettrica dell'avvolgimento;

i = corrente circolante nell'avvolgimento;

ψ = flusso magnetico complessivamente concatenato con l'avvolgimento;

ψ_w = flusso magnetico di autoinduzione dell'avvolgimento;

ψ_m = flusso magnetico prodotto dai magneti permanenti e concatenato con l'avvolgimento.

Poiché:

$$\psi_w = L_w i \quad (4.2)$$

(dove L_w = coefficiente di autoinduzione dell'avvolgimento ovviamente funzione della posizione reciproca statore-rotore)

La 4.2 può scriversi anche:

$$u = R_w i + \frac{d}{dt}(L_w i + \psi_m) = R_w i + \frac{dL_w}{dt} \cdot i + L_w \cdot \frac{di}{dt} + \frac{d\psi_m}{dt} \quad (4.3)$$

Moltiplicando primo e secondo membro per la corrente i , si ottiene il bilancio delle potenze per la macchina in questione:

$$\begin{aligned} u \cdot i &= R_w i^2 + L_w i \frac{di}{dt} + i^2 \frac{dL_w}{dt} + i \frac{d\psi_m}{dt} = \\ &= R_w i^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_w i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL_w}{dt} + i \frac{d\psi_m}{dt} \end{aligned} \quad (4.4)$$

In essa

- $u \cdot i$ rappresenta la potenza elettrica in ingresso al motore (P_{el});
- $R_w i^2$ rappresenta le perdite per effetto Joule nell'avvolgimento (P_J);
- $\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_w i^2 \right)$ rappresenta la potenza assorbita dal campo magnetico (P_{ass});

Stante il principio di conservazione dell'energia:

$$P_{el} = P_J + P_{ass} + P_{mecc} \quad (4.5)$$

Risulta che il termine

$$\left(\frac{1}{2} i^2 \frac{dL_w}{dt} + i \frac{d\psi_m}{dt} \right)$$

deve necessariamente rappresentare l'aliquota di potenza elettrica in ingresso che si trasforma in potenza meccanica (P_{mecc}) disponibile all'asse (a meno delle perdite nel ferro e di quelle per attrito e ventilazione che qui si sono trascurate).

L_w e di ψ_m , come anticipato, variano nel tempo al variare della posizione reciproca statore-rotore (s). Si supponga per, fissare le idee, che il motore in questione sia lineare.

Risulta:

$$\begin{aligned} P_{mecc} &= \frac{1}{2} i^2 \frac{dL_w}{dt} + i \frac{d\psi_m}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L_w}{\partial s} \frac{ds}{dt} + i \frac{\partial \psi_m}{\partial s} \frac{ds}{dt} = \\ &= \left(\frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L_w}{\partial s} + i \frac{\partial \psi_m}{\partial s} \right) \frac{ds}{dt} = (f_r + f_i) \cdot v \end{aligned} \quad (4.6)$$

con

f_r = forza di riluttanza;

f_i = forza di interazione tra la corrente statorica e il flusso magnetico prodotto dai PM rotorici;

$v = ds/dt$ = velocità relativa tra statore e rotore.

Quindi, nel motore in oggetto agisce una forza di riluttanza dovuta alla presenza dell'avvolgimento statorico e alla sua variazione di induttanza al variare della posizione reciproca statore-rotore.

Dalla (4.6) si ha che l'espressione della forza di riluttanza è:

$$f_r = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L_w}{\partial s} \quad (4.7)$$

da cui si evince che essa dipende dal valore della corrente, ma non dal suo verso.

Da notare che, poiché il flusso magnetico generato dall'avvolgimento è dato da:

$$\phi_w = \frac{F_w}{\mathcal{R}_w} = F_w \cdot P_w = N_w i \cdot P_w \quad (4.8)$$

(dove $F_w = N_w i$ è la f.m.m. dell'avvolgimento, \mathcal{R}_w e P_w sono rispettivamente la riluttanza e la permeanza viste dalla f.m.m. statorica e N_w è il numero di spire dell'avvolgimento) il flusso concatenato con l'avvolgimento stesso è:

$$\psi_w = N_w \phi_w = N_w^2 i \cdot P_w \quad (4.9)$$

si ha:

$$L_w = \frac{\psi_w}{i} = N_w^2 \cdot P_w \quad (4.10)$$

e quindi:

$$f_r = \frac{1}{2} N_w^2 i^2 \frac{\partial P_w}{\partial s} = \frac{1}{2} F_w^2 \frac{\partial P_w}{\partial s} \quad (4.11)$$

che rappresenta l'espressione che si sarebbe ottenuta applicando direttamente il principio dei lavori virtuali.

Nel motore agisce, inoltre, una forza dovuta all'interazione tra la corrente dell'avvolgimento statorico e l'aliquota di flusso prodotto dai PM rotorici che si concatena con l'avvolgimento stesso. In particolare, essa nasce a causa della variazione di detto flusso al variare della posizione reciproca statore-rotore.

Dalla (4.6) si ha che l'espressione della forza di interazione è:

$$f_i = i \frac{\partial \psi_m}{\partial s} \quad (4.12)$$

da cui si evince che essa dipende sia dal valore che dal verso della corrente.

4.3 Espressione generale della cogging force

Applicando il principio dei lavori virtuali ai dispositivi di conversione elettromeccanica dell'energia ad accoppiamento elettromagnetico aventi una parte rigidamente mobile rispetto alle altre, si deduce che la componente della forza elettromagnetica f agente su tale parte secondo una determinata direzione s può essere calcolata in uno dei due seguenti modi:

$$f = - \left. \frac{\partial W_m(\phi, s)}{\partial s} \right|_{\phi=\text{cost}} \quad (4.13)$$

oppure

$$f = \left. \frac{\partial W_m'(F, s)}{\partial s} \right|_{F=\text{cost}} \quad (4.14)$$

dove W_m e W_m' sono rispettivamente l'energia e la coenergia magnetica immagazzinate nel dispositivo.

Nelle macchine TFPM, anche in condizioni di non alimentazione, si verifica una variazione di energia (e di coenergia) magnetica al variare della posizione reciproca statore-rotore a causa della presenza dei PM e della variazione di permeanza vista da questi ultimi. Ciò dà luogo ad un'ulteriore forza elettromagnetica indicata nella letteratura tecnica con il termine di "cogging force". Se si utilizzano PM alle terre rare, a causa del loro elevato prodotto di energia, questa forza risulta essere di notevole intensità.

Nel caso in cui il circuito magnetico considerato sia lineare, energia e coenergia sono uguali e pari a:

$$W_m = W_m' = \frac{1}{2} F \phi \quad (4.15)$$

Detta P_m la permeanza vista dai PM, compreso la propria, l'espressione della cogging force diventa, utilizzando la (4.14):

$$f_{\text{cog}} = \frac{\partial}{\partial s} \left(\frac{1}{2} F_m^2 P_m \right) = \frac{1}{2} F_m^2 \frac{\partial P_m}{\partial s} \quad (4.16)$$

dove F_m è la forza magnetomotrice equivalente del PM data dal prodotto tra la forza coercitiva e la lunghezza del PM. Come si vede, la cogging force non dipende affatto dalla corrente.

In definitiva, in un motore TFPM, agiscono tre forze di natura elettromagnetica:

- 1) forza di riluttanza: $f_r = \frac{1}{2} F_w^2 \frac{\partial P_w}{\partial s};$
- 2) forza di interazione: $f_i = i \frac{\partial \psi_m}{\partial s};$
- 3) cogging force: $f_{\text{cog}} = \frac{1}{2} F_m^2 \frac{\partial P_m}{\partial s}$

4.4 Particolarizzazione al caso di una semplice configurazione a magneti piani

Le espressioni generali ricavate vanno particolarizzate ai diversi tipi di motori TFPM. Infatti, queste forze dipendono sostanzialmente dalla legge di variazione delle permeanze viste dalla f.m.m. statorica e dai PM al variare della posizione reciproca statore-rotore e tale legge dipende dai circuiti magnetici di macchina i quali differiscono a seconda del tipo di configurazione del motore.

Per chiarire quanto ora detto, saranno ricavate le espressioni delle forze elettromagnetiche agenti in un motore TFPM avente una geometria molto semplice: configurazione a magneti

piani, struttura single sided, con rotore attivo e statore senza shunts magnetici. In figura 4.1 è riportata una porzione del motore in questione linearizzato.

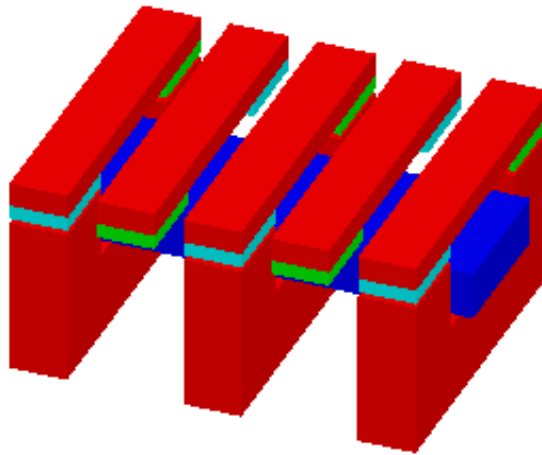


Fig. 4.1

la figura 4.2 riporta la vista frontale e laterale del motore; in particolare l'illustrazione a sinistra si riferisce ad una sezione eseguita con un piano perpendicolare all'asse del motore,

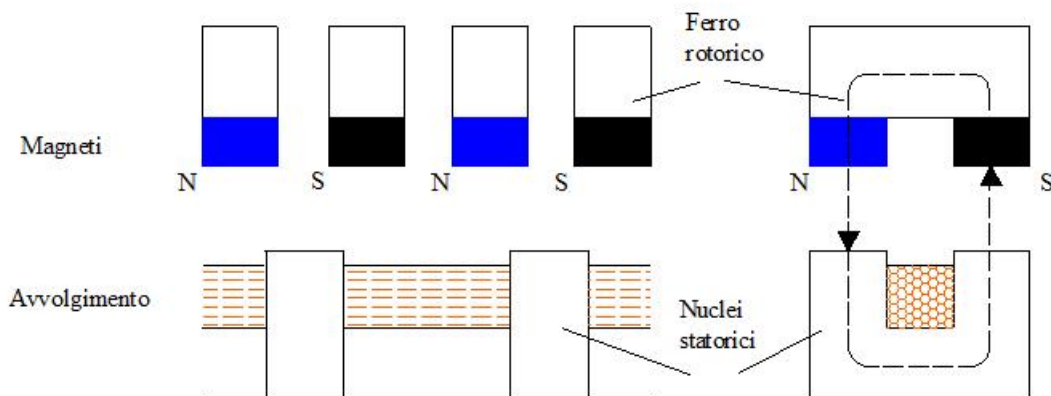


Fig. 4.2 vista frontale e laterale del motore

mentre quella a destra rappresenta una sezione realizzata con un piano contenente l'asse della macchina.

Lo statore è costituito da un avvolgimento concentrato avvolto lungo la circonferenza di macchina e da un certo numero di nuclei in ferro a forma di "C" distanziati fra loro. Il rotore è costituito da due piste di magneti permanenti fissati su di un supporto in materiale ferromagnetico, il quale consente la richiusura del flusso magnetico generato

dall'avvolgimento e dai PM. I versi di magnetizzazione dei PM si succedono alternativamente sia nella direzione assiale che lungo la circonferenza di macchina.

Se si ipotizza di lavorare in una regione lineare della caratteristica magnetica dei materiali ferromagnetici utilizzati, allora è lecito applicare il principio di sovrapposizione degli effetti e considerare separatamente il circuito magnetico relativo all'avvolgimento e quello relativo ai PM.

Osservando la configurazione di macchina riportata in figura 4.1 e 4.2, si intuisce che la simmetria, consente di limitare l'analisi al circuito magnetico equivalente ad un singolo nucleo statorico a forma di "C" e successivamente tenere conto del numero complessivo di tali nuclei.

Assunta per semplicità la permeabilità magnetica relativa del ferro infinita il circuito magnetico equivalente relativo alla f.m.m. statorica risulta quello riportato in figura 4.3, dove $F_w = N_w i$ è la f.m.m. dell'avvolgimento e \mathcal{R}_w è la riluttanza totale vista da tale f.m.m.

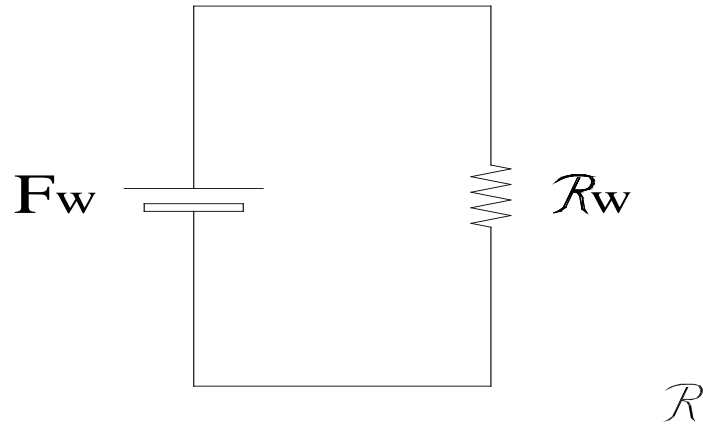


Fig. 4.3

Quindi, per la (4.11), la forza di riluttanza è:

$$f_r = \frac{1}{2} F_w^2 \frac{\partial P_w}{\partial s}$$

con $P_w = 1/\mathcal{R}_w$.

In fig. 4.4 si riporta, il circuito magnetico equivalente relativo ai magneti permanenti.

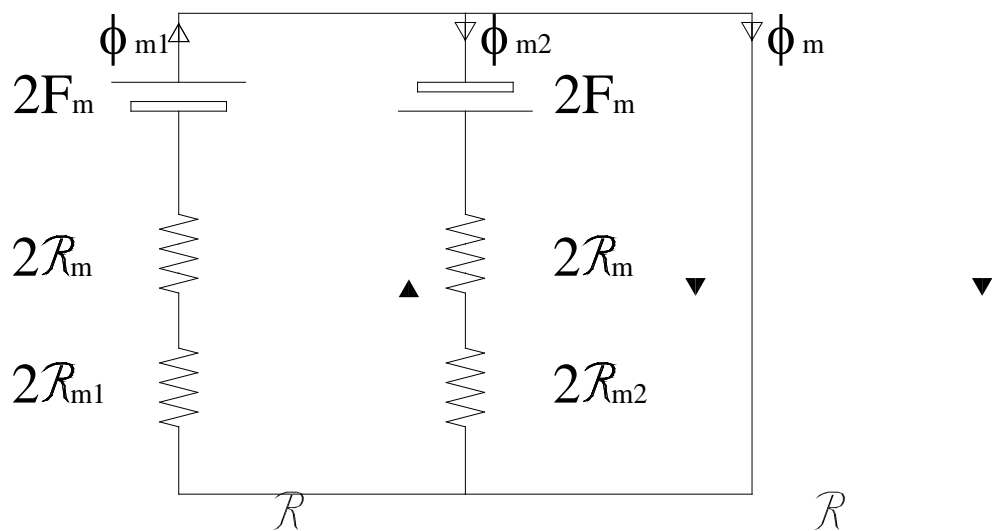


Fig. 4.4

Si ricorda che un magnete permanente può essere rappresentato, in termini di circuito equivalente, come un generatore di tensione magnetica di valore F_m con in serie la riluttanza \mathcal{R}_m e che:

- $F_m = H_{mo} \cdot h_m$ è la forza magnetomotrice equivalente di magnete, dove H_{mo} è pari alla forza coercitiva del PM ed h_m è la sua altezza;
- $R_m = \frac{h_m}{\mu_m S_m}$ è la riluttanza del magnete permanente, dove μ_m è la permeabilità magnetica reversibile del PM ed S_m è la sua sezione trasversale.

Nel circuito di fig. 4.4 compaiono due generatori discordi, perché il flusso magnetico prodotto dai PM ed entrante in una “C” è dato dalla somma algebrica di due contributi aventi verso discorde. Questo concetto apparirà più chiaro nel seguito, quando saranno calcolate le riluttanze presenti in questo circuito. Ogni generatore di tensione è pari a $2F_m$, perché ciascuno dei flussi detti è prodotto da due PM in serie. Per lo stesso motivo, in serie ad ogni generatore c’è $2\mathcal{R}_m$. Infine, in serie ad ogni generatore c’è anche la riluttanza vista da ciascuna coppia di PM in serie; \mathcal{R}_{m1} e \mathcal{R}_{m2} si riferiscono ai singoli traferri, il fattore 2 indica che ogni coppia di PM vede due traferri uguali in serie.

Il flusso ψ_m prodotto dai PM e concatenato con l’avvolgimento è dato da:

$$\psi_m = N_w \phi_m \quad (4.17)$$

dove ϕ_m e pari a:

$$\varphi_m = \varphi_{m1} - \varphi_{m2} = \frac{2F_m}{2R_m + 2R_{m1}} - \frac{2F_m}{2R_m + 2R_{m2}} = \quad (4.18)$$

$$= F_m \left(\frac{1}{R_m + R_{m1}} - \frac{1}{R_m + R_{m2}} \right) = F_m \left(\frac{1}{R_{eq1}} - \frac{1}{R_{eq2}} \right) = F_m (P_{eq1} - P_{eq2})$$

Quindi, per la (4.12), la forza di interazione è:

$$f_i = i \frac{\partial \psi_m}{\partial s} = i \frac{\partial}{\partial s} (N_w F_m (P_{eq1} - P_{eq2})) = N_w i F_m \frac{\partial}{\partial s} (P_{eq1} - P_{eq2}) \quad (4.19)$$

La coenergia magnetica immagazzinata in un doppio passo polare del motore è:

$$W'_m = \frac{1}{2} (2F_m \varphi_{m1} + 2F_m \varphi_{m2}) = F_m^2 (P_{eq1} + P_{eq2}) \quad (4.20)$$

Quindi, per la (4.14), la cogging force è:

$$f_{cog} = \left. \frac{\partial W'_m(F, s)}{\partial s} \right|_{F=\text{cost}} = F_m^2 \frac{\partial}{\partial s} (P_{eq1} + P_{eq2}) \quad (4.21)$$

Le espressioni delle forze elettromagnetiche agenti nel motore TFPM considerato sono riassunte nella tabella 4.1. Da esse si evince che la forza di riluttanza dipende solo dal valore assoluto della f.m.m. dell'avvolgimento, la cogging force è dovuta solo alla f.m.m. equivalente dei magneti permanenti e la forza di interazione è dovuta alla contemporanea presenza di entrambe le f.m.m. Si deduce, inoltre, che per il calcolo di tali forze elettromagnetiche è necessario conoscere la legge di variazione delle permeanze P_w , P_{eq1} e P_{eq2} in funzione della posizione reciproca statore-rotore. Per fare ciò si è scelto di adoperare il metodo analitico semplificato descritto nel capitolo precedente. Oltre alle consuete ipotesi di questo metodo, nel caso in esame si assumerà l'ulteriore ipotesi semplificativa di trascurare i tubi di flusso che si sviluppano in direzione assiale in modo da operare come se vi fosse una simmetria piana.

forza di riluttanza	$f_r = \frac{1}{2} F_w^2 \frac{\partial P_w}{\partial s}$
forza di interazione	$f_i = N_w i F_m \frac{\partial}{\partial s} (P_{eq1} - P_{eq2})$
cogging force	$f_{cog} = F_m^2 \frac{\partial}{\partial s} (P_{eq1} + P_{eq2})$

Tab. 4.1

4.4.1 Calcolo di $P_w(s)$

Con riferimento alla vista laterale e a quella frontale di macchina linearizzata ed alla denominazione assegnata alle grandezze di interesse, si ha:

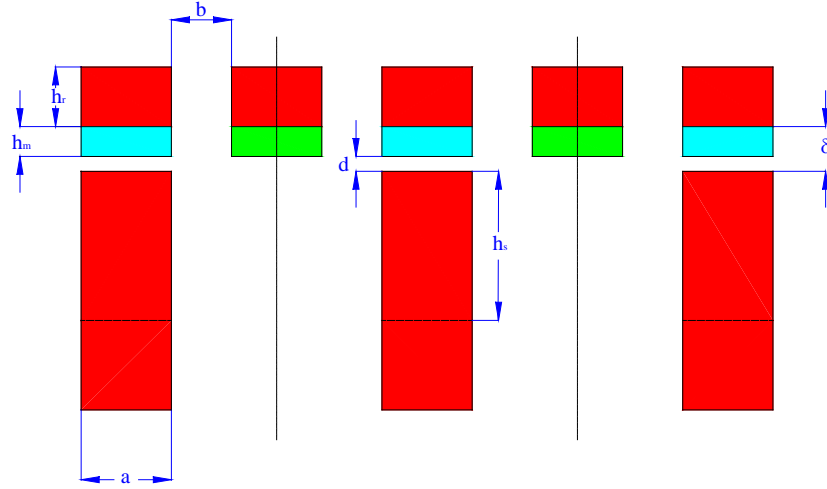


Fig. 4.5 a) – Vista laterale del motore linearizzato

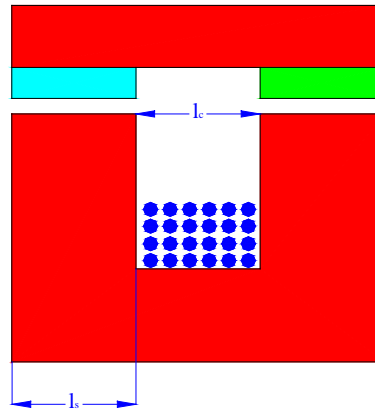


Fig. 4.5 b) – Vista frontale del motore linearizzato

P_w è la permeanza vista dalla f.m.m. di statore per ciascun nucleo statorico e quindi per ciascuna coppia polare. I tubi di flusso da considerare sono mostrati in figura 4.6 al variare della posizione reciproca statore-rotore per $s=0 \div (a+b)/2$; per $s=(a+b)/2 \div (a+b)$ il loro andamento è speculare rispetto all'intervallo $s=0 \div (a+b)/2$; per $s > (a+b)$ il loro andamento si ripete identicamente: ne segue che $P_w(s)$, e quindi $\mathcal{R}_w(s)$, è periodica di periodo $(a+b)$.

Si noti che in questa figura i tubi di flusso che interessano la gamba anteriore della “C” nascondono quelli (di richiusura del flusso) che interessano la gamba posteriore e che essi sono identici ai primi.

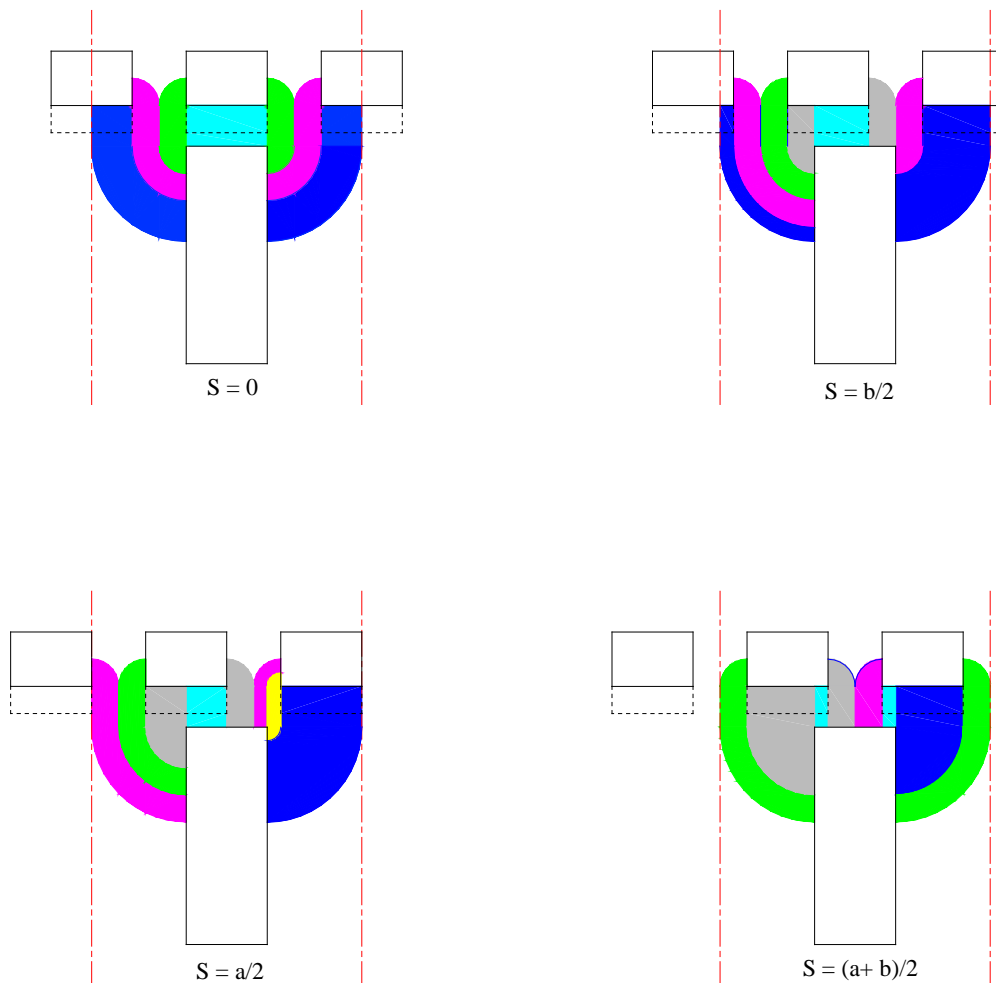


Fig. 4.6 – Calcolo di $P_w(s)$: tubi di flusso al variare di s

In questa figura i magneti permanenti si sono disegnati tratteggiati, perché la permeabilità magnetica offerta dai PM alle terre rare è molto simile a quella dell'aria, perciò, per semplicità, si è considerato i magneti come parti del traferro. Ne consegue che per il calcolo di P_w si deve considerare un traferro equivalente δ dato dalla somma di quello reale d e dell'altezza di magnete h_m .

Si considerano $h_r \geq b/2$ e $h_s \geq a/2 + b$, cosa che generalmente accade nella pratica, così i tubi di flusso relativi a ciascuna gamba delle "C" sono gli stessi di quelli considerati per la dentatura non gemella riportata in figura 3.16. Quindi, la permeanza normalizzata relativa a ciascuna gamba delle "C" è data da:

per $s = 0 \div b/2$:

$$\lambda_w(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) + \frac{b/2}{\delta + \frac{\pi(b+s)}{2}} + \frac{b/2}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}} +$$

$$+ \frac{4}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(a/2+b)}{2\delta} \right) - \frac{1}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi(b+s)}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(b-s)}{2\delta} \right) \right)$$

per $s = b/2 \div b : 6$

$$\lambda_w(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{1}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) - \ln \left(1 + \frac{\pi(b+s)}{2\delta} \right) \right) + \frac{b/2}{\delta + \frac{\pi(b+s)}{2}} +$$

$$+ \frac{4}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(a/2+b)}{2\delta} \right) - \ln \left(1 + \frac{\pi(b-s)}{2\delta} \right) \right) + \frac{b-s}{\delta + \frac{\pi(b-s)}{2}}$$

e per $s = b \div (a+b)/2 :$

$$\lambda_w(s) = \frac{a-b}{\delta} + \frac{4}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot b}{4\delta} \right) + \frac{1}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(b+s)}{2\delta} \right) \right) +$$

$$+ \frac{3b/2-s}{\delta + \frac{\pi(b+s)}{2}} + \frac{1}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi(a+b-s)}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi(a-b+s)}{2\delta} \right) \right)$$

Per $s = (a+b)/2 \div (a+b)$, cioè per il restante semiperiodo, $\lambda_w(s)$ si ottiene per simmetria pari.

Per passare dalla permeanza normalizzata λ_w alla permeanza effettiva P'_w , si ha:

$$P'_w(s) = \mu_0 \cdot l_s \cdot \lambda_w(s) \quad (4.22)$$

dove l_s è la lunghezza assiale di ciascuna gamba delle "C".

P'_w è relativa al traferro equivalente sotteso ad una sola delle due gambe di una "C"; la permeanza relativa al traferro sotteso all'altra gamba è identica a P'_w e si trova in serie ad essa, quindi la permeanza complessiva vista dalla f.m.m. statorica per ogni coppia polare è:

$$P_w(s) = P'_w(s)/2 \quad (4.23)$$

4.4.2 Calcolo di $P_{eq1}(s)$ e $P_{eq2}(s)$

P_{eq1} e P_{eq2} sono le permeanze viste dai PM e relative al traferro sotteso ad una sola delle due gambe di una "C". I tubi di flusso da considerare sono rappresentati in figura 4.10 per $s=0 \div (a+b)$; per $s=(a+b) \div 2(a+b)$ non è necessario disegnarli perché il loro andamento è

speculare rispetto all'intervallo $s=0 \div (a+b)$; per $s > 2(a+b)$ il loro andamento si ripete identicamente: quindi $P_{eq1}(s)$ e $P_{eq2}(s)$ sono periodiche di periodo $2(a+b)$. Anche in questo caso, i tubi di flusso che interessano la gamba anteriore della "C" nascondono quelli, identici ai primi, che interessano la gamba posteriore. Inoltre, si considera ancora $\mu_m = \mu_0$.

Come si vede, i tubi di flusso considerati sono in numero minore rispetto a quanto prevede il m.a.s. illustrato nel capitolo III, perché ora il flusso magnetico è generato dai PM e quindi entra od esce solo dalle basi di questi ultimi e non dalle loro superfici laterali. I tubi di flusso relativi a P_{eq1} si sono colorati in giallo, quelli relativi a P_{eq2} in azzurro.

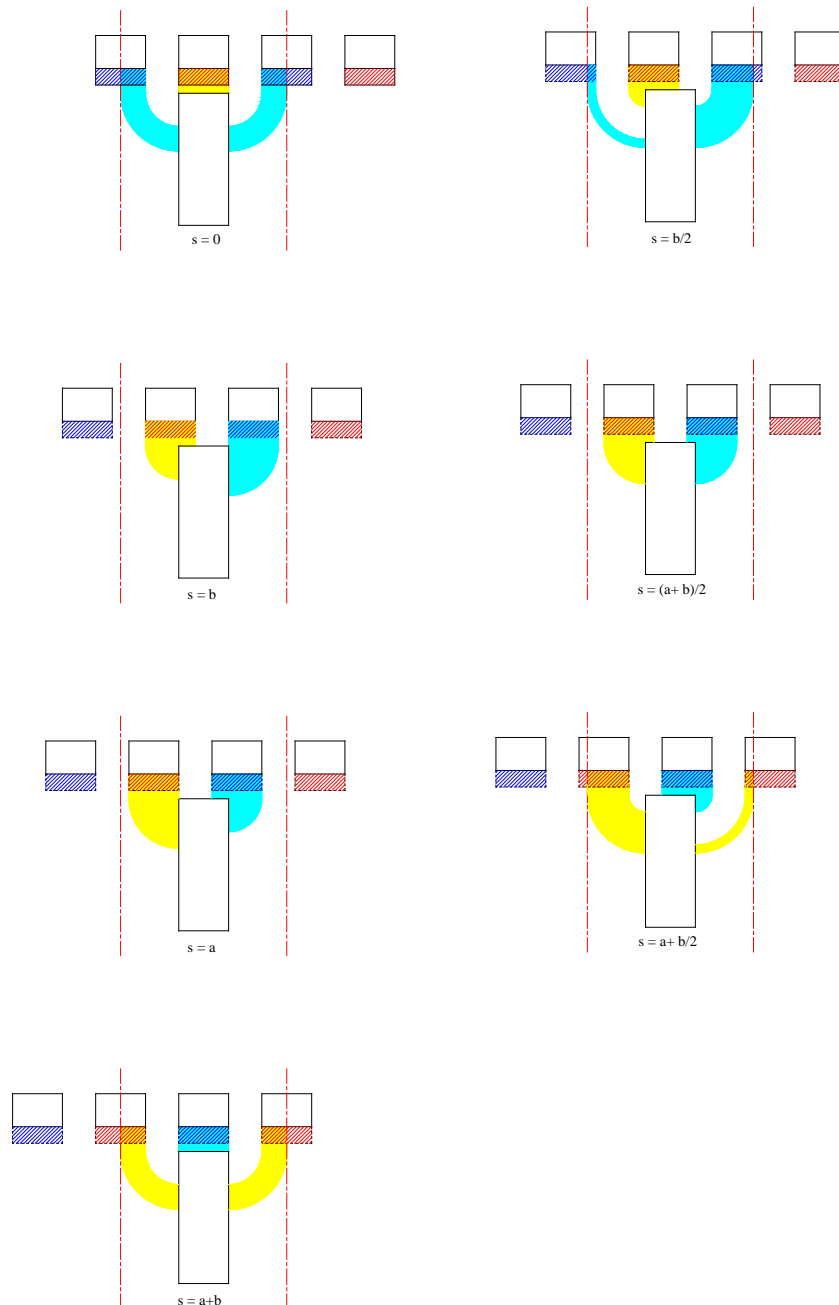


Fig. 4.7 – Calcolo di $P_{eq1}(s)$ e $P_{eq2}(s)$: tubi di flusso al variare di s

Dalla figura si ricavano le permeanze normalizzate in funzione di s:

per $s=0 \div a$:

$$\lambda_{eq1}(s) = \frac{a-s}{\delta} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot s}{2\delta} \right)$$

per $s=a \div (a+b)$:

$$\lambda_{eq1}(s) = \frac{2}{\pi} \left(2 \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot a}{2\delta} \right) - \ln \left(1 + \frac{\pi(s-a)}{2\delta} \right) - \ln \left(1 + \frac{\pi(2a-s)}{2\delta} \right) \right)$$

per il restante semiperiodo, $\lambda_{eq1}(s)$ si ottiene per simmetria pari.

$\lambda_{eq2}(s)$ ha la stessa espressione di $\lambda_{eq1}(s)$, ma è sfasata rispetto a quest'ultima di $(a+b)$ in ritardo.

Per passare dalle permeanze normalizzate λ_{eq1} e λ_{eq2} alle rispettive permeanze effettive, si ha:

$$P_{eq1}(s) = \mu_0 \cdot l_s \cdot \lambda_{eq1}(s) \quad \text{e} \quad P_{eq2}(s) = \mu_0 \cdot l_s \cdot \lambda_{eq2}(s) \quad (4.24)$$

4.5 Verifica dei risultati

La correttezza delle espressioni analitiche ora ricavate sarà accertata confrontando i risultati che da esse discendono con quelli ottenuti adoperando il Maxwell Field Simulator. In particolare, poiché il problema presenta una simmetria tridimensionale, si è utilizzato il pacchetto Maxwell 3D per impostare il problema nominale ed Optimetrics, facente ancora parte della suite Maxwell Field Simulator, per implementare il problema parametrico di parametro s.

E' bene sottolineare che, rispetto alle simulazioni numeriche prima illustrate impieganti il Maxwell 2D, i risultati attesi presenteranno una maggiore incertezza derivante dall'implementazione di target di errore meno spinti per renderli compatibili con la disponibilità delle risorse di calcolo.

In figura 4.8 si riporta il modello utilizzato per le simulazioni numeriche. Le sue dimensioni geometriche sono specificate in tabella 4.2; si tratta di valori usuali per i motori TFPM a magneti piani per la trazione diretta.

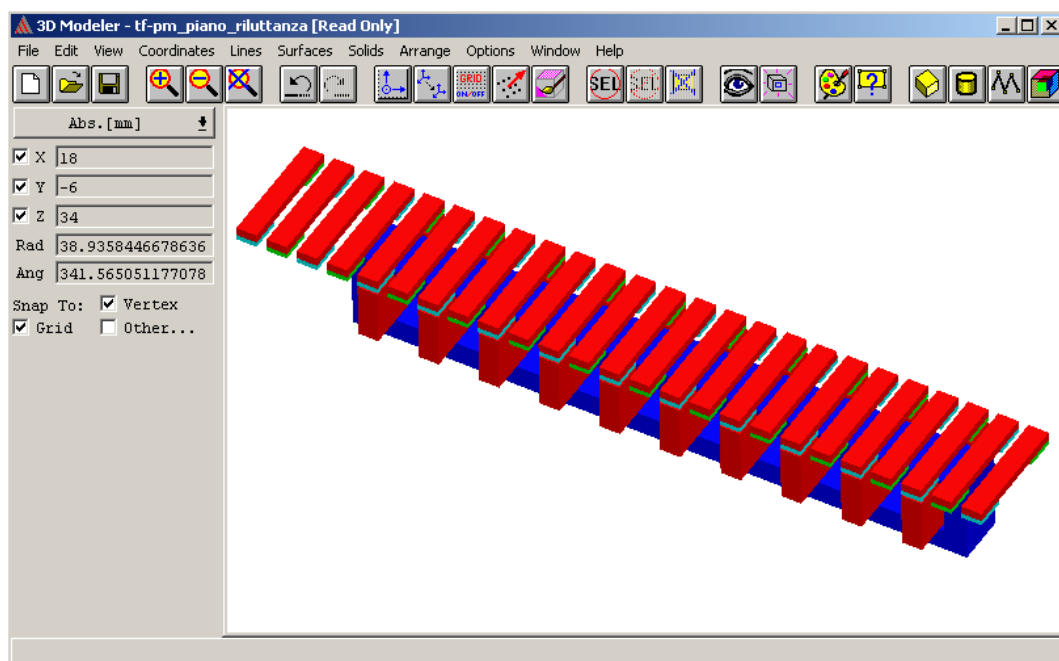


Fig. 4.8 – Una schermata del Maxwell 3D

<i>Grandezza</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Valore</i>
Spessore delle “C” statoriche e dei settori ferromagnetici rotorici	a	12 mm
Distanza tra i settori ferromagnetici rotorici	b	6 mm
Altezza dei PM	h_m	3 mm
Traferro	d	1 mm
Traferro equivalente	$\delta = h_m + d$	4 mm
Lunghezza assiale dei poli statorici	l_s	18 mm
Lunghezza assiale delle cave delle “C”	l_c	34 mm
Profondità di cava delle “C”	h_s	15 mm
Altezza dei settori ferromagnetici rotorici	h_r	5 mm

Tab. 4.2

Coerentemente con le ipotesi del m.a.s., si è considerato che i nuclei statorici e rotorici siano costituiti di un materiale ferromagnetico ideale con $\mu_r = 10^6$ e caratteristica magnetica lineare.

I PM utilizzati sono del tipo NdFe35 i quali hanno $H_{mo}=8.9 \cdot 10^5$ A/m e $\mu_r=1.1$; quindi la f.m.m. equivalente di magnete è $F_m=H_{mo} \cdot h_m=2670$ Asp. Per quanto riguarda la f.m.m. dell'avvolgimento, si è considerato $F_w=N_w \cdot i=1000$ Asp.

Il risultato analitico relativo alla forza di riluttanza, è riportato in figura 4.9 insieme a quello ottenuto utilizzando il Maxwell Field Simulator.

Si è in particolare ragionevolmente assunto che la permeabilità del magnete fosse pari a quella del vuoto

Dall'analisi della figura 4.9 si evince che esse presentano:

- lo stesso periodo;
- i punti di nullo, di massimo e di minimo coincidenti;
- i valori e l'andamento si discostano in maniera significativa.

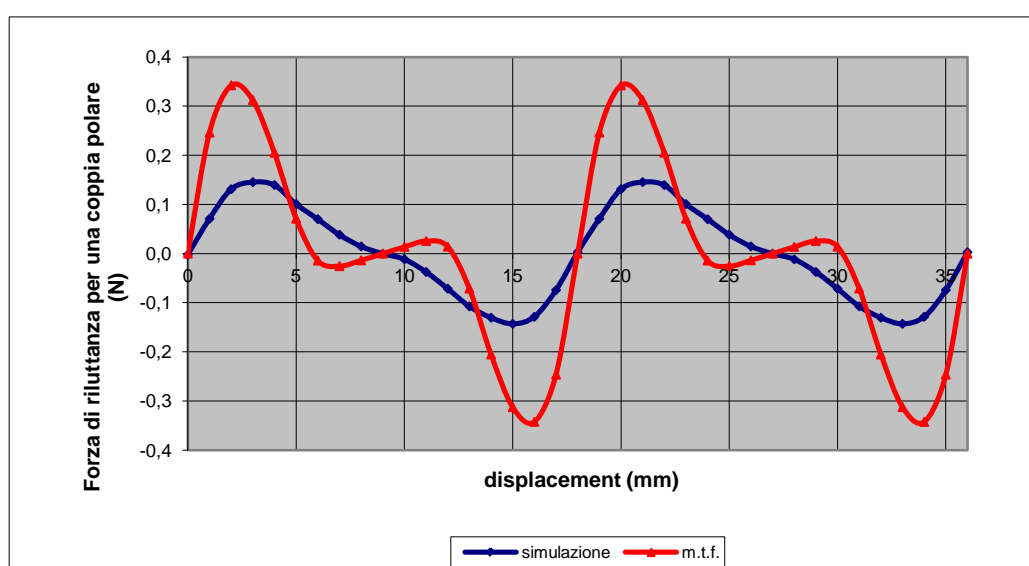


Fig. 4.9 – Confronto tra la forza di riluttanza ricavata analiticamente e quella ottenuta col simulatore

L'ultima circostanza è dovuta al basso rapporto a/δ , il che comporta un errore notevole nel m.a.s. Nella configurazione a magneti piani l'altezza dei PM contribuisce al traferro equivalente δ , quindi, anche se il traferro effettivo d è molto piccolo (nei prototipi finora realizzati si è arrivati anche a $d=0.5$ mm) il rapporto a/δ non può mai essere $\gg 1$, quindi l'errore da cui è affetto il calcolo analitico della forza di riluttanza impiegando il m.a.s. è sempre elevato per questo tipo di motori, ed in particolare è sempre un errore per eccesso. A ciò deve aggiungersi l'ulteriore errore dovuto alla presenza dei tubi di flusso che si sviluppano in direzione assiale e dei quali non si è tenuto conto.

Relativamente alla cogging force, assunta nulla la corrente di armatura, risulta che:

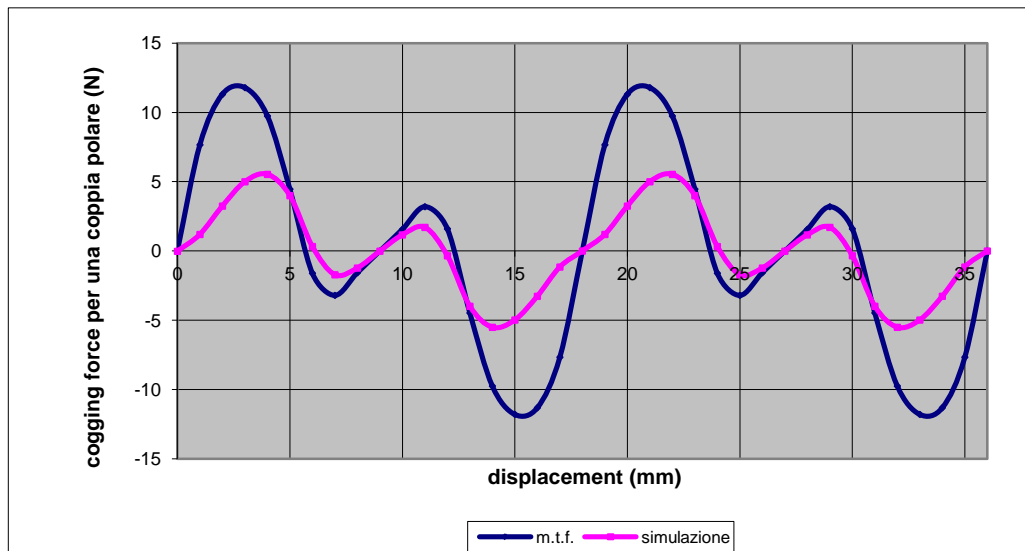


Fig. 4.10 – Confronto tra la cogging force calcolata analiticamente e quella ottenuta col simulatore

- il periodo è lo stesso;
- i punti di nullo, dei massimi relativi e dei minimi relativi sono pressoché gli stessi;
- gli andamenti sono abbastanza simili;
- i valori sono piuttosto discordanti, ma di meno rispetto al caso della forza di riluttanza.

Ciò consente di concludere che il risultato ottenuto con il m.a.s. non è molto discosto da quanto ottenuto con il simulatore.

In figura 4.11 si confronta infine il risultato analitico e numerico relativo alla forza di interazione.

Per ottenere col simulatore la sola forza di interazione, si è prima simulata la forza totale e poi vi si sono sottratte la forza di interazione e la cogging force precedentemente simulate.

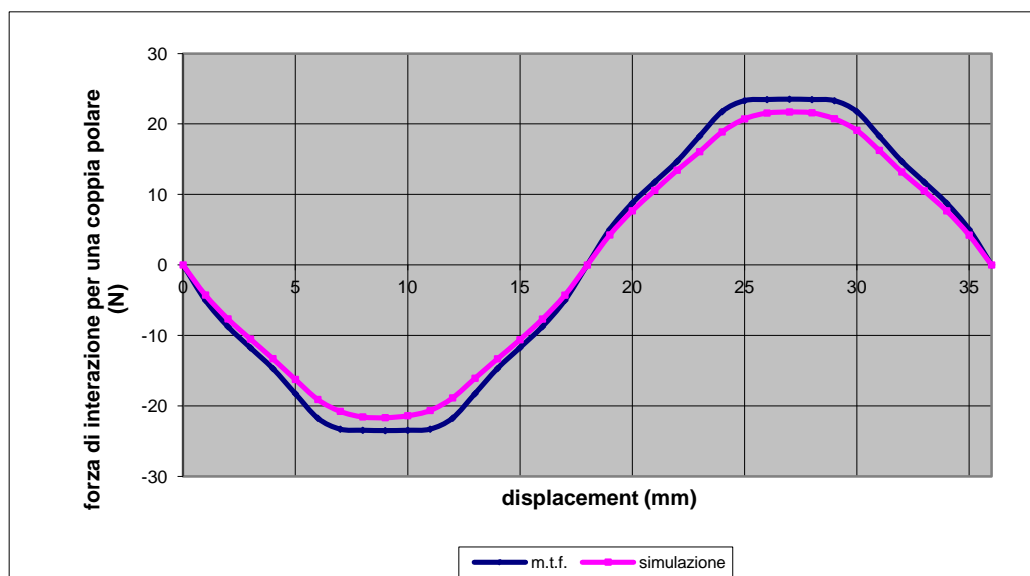


Fig. 4.11 – Confronto tra la forza di interazione ricavata analiticamente e quella ottenuta col simulatore

Dall'analisi della figura 4.11 si evince che, oltre alla coincidenza del periodo e dei punti di nullo e di massimo, sussiste anche un accordo più che buono tra gli andamenti e i valori dei due risultati.

Il motivo per il quale i risultati analitici riguardanti la cogging force e, soprattutto, la forza di interazione sono più precisi di quello relativo alla forza di riluttanza è che con il m.a.s. si riesce a valutare con maggiore esattezza P_{eq1} e P_{eq2} rispetto a P_w . Ciò dipende dal fatto che il flusso prodotto dai PM entra od esce solo dalla base di questi ultimi, quindi anche se a/δ non è $\gg 1$, l'importante è che sia $a/d \gg 1$ affinché il percorso delle linee di flusso che si ipotizza col m.a.s. sia molto più simile a quello reale rispetto al percorso delle linee di flusso prodotto dall'avvolgimento. Inoltre, sempre per questo motivo, il contributo a P_{eq1} e P_{eq2} da parte dei tubi di flusso che si sviluppano lungo la direzione assiale è sensibilmente minore rispetto al caso di P_w . E' evidente che la precisione dei risultati analitici relativi alla cogging force e alla forza di interazione sarà ancora maggiore al diminuire del traferro effettivo.

In conclusione, il m.a.s. applicato nel calcolo delle forze elettromagnetiche agenti in un motore TFPM a magneti piani risulta essere molto efficace per il calcolo della forza di interazione, appena soddisfacente per il calcolo della cogging force, molto impreciso per il calcolo della forza di riluttanza. Ora, confrontando i valori assunti da queste tre componenti di forza, ci si rende conto che, per la particolare configurazione di macchina che si sta esaminando, la forza di riluttanza è decisamente trascurabile rispetto alle altre due componenti di forza. Ne segue che l'esatta valutazione della forza di riluttanza non risulta essere di interesse pratico. Se a questi si aggiunge che il maggior contributo alla forza totale è fornito dalla forza di interazione e l'impiego del m.a.s. ha fornito ottimi risultati proprio per la valutazione di tale forza, si può affermare che l'approccio analitico elaborato può essere utilizzato per una valutazione di massima delle forze agenti nel motore preso in considerazione.

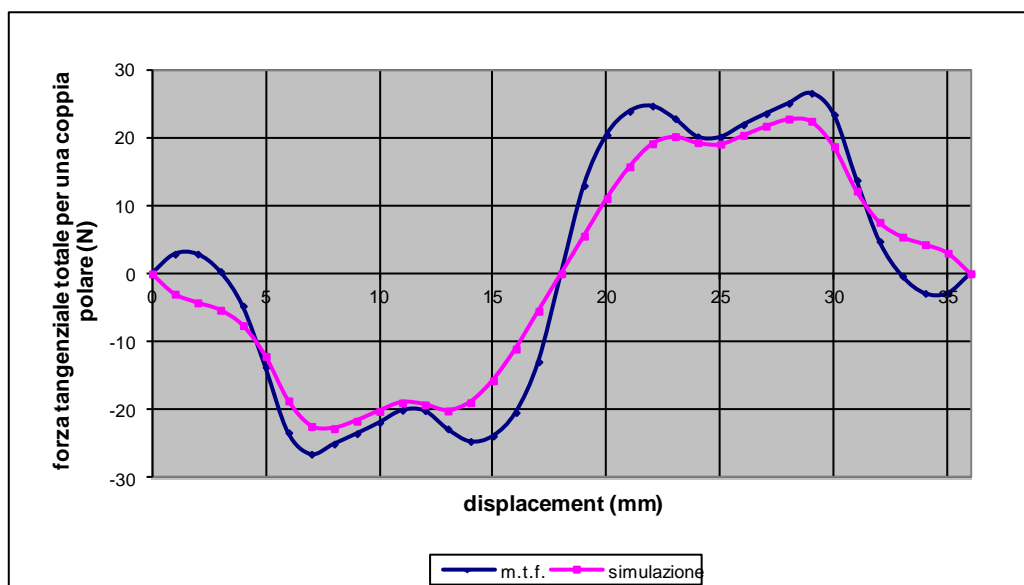


Fig. 4.12 – Confronto tra la forza totale ricavata analiticamente e quella ottenuta col simulatore

A conferma di ciò, in figura 4.12 si riporta la forza tangenziale totale ricavata analiticamente, somma delle tre componenti precedentemente calcolate, e quella ottenuta col simulatore; come si vede i due diagrammi sono abbastanza simili.

4.6 Considerazioni sulle forze elettromagnetiche agenti in un motore TFPM a magneti piani.

I risultati ottenuti, tanto applicando il metodo analitico, quanto quello numerico, consentono di fare le osservazioni che seguono sulle forze elettromagnetiche agenti nella macchina presa in esame.

Se si alimenta il motore a corrente costante, la forza di riluttanza, la cogging force e la forza di interazione sono funzioni periodiche; le prime due hanno frequenza doppia rispetto alla terza. Ne segue che anche la forza totale è periodica dello stesso periodo della forza di interazione.

La cogging force è sempre una funzione alternativa (se non lo fosse, sarebbe violato il principio di conservazione dell'energia). A corrente costante, anche la forza di riluttanza e la forza di interazione sono a valore medio nullo. Con una alimentazione a corrente costante la coppia totale risulta a valor medio nullo, dunque incapace di effettuare una conversione unidirezionale di energia elettromeccanica, per ottenere la quale occorre un'opportuna strategia di alimentazione. Coerentemente con quanto evince dalla figura 4.11 e dalla relazione (4.19), ciò può essere ottenuto invertendo il verso della corrente circolante nell'avvolgimento ad ogni semiperiodo della forza di interazione, così da determinare il ribaltamento dei valori negativi di detta forza rispetto all'asse delle ascisse. Alimentando dunque il motore con una corrente rettangolare il cui periodo coincide con quello della forza di interazione ed è in fase con essa, quest'ultima assume l'andamento mostrato in figura 4.13.

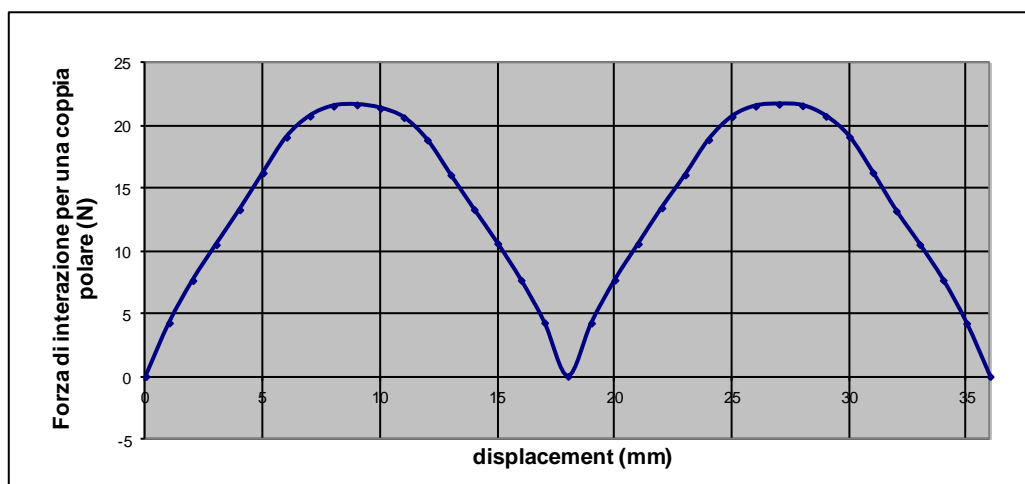


Fig. 4.13 – Forza di interazione con corrente di alimentazione rettangolare

La forza di interazione in funzione del tempo ha un periodo dipendente dal passo polare e dalla velocità del motore. Se ne deduce che anche il periodo della corrente rettangolare di alimentazione deve dipendere da questi due parametri. Si noti che, a parità di dimensioni di macchina, la dipendenza dal passo polare si traduce in una dipendenza dal numero di coppie polari.

Il motore, dunque, dovrà essere alimentato da un inverter al cui ingresso deve pervenire, per mezzo di una retroazione, un segnale proporzionale alla velocità istantanea.

Con una alimentazione di questo tipo, la forza di riluttanza non cambia rispetto al caso di corrente costante, perché essa non dipende dal verso della corrente. Anche la cogging force resta immutata, perché essa non dipende affatto dalla corrente. La forza totale diviene, allora, quella di figura 4.14. Sia la forza di interazione che quella totale hanno lo stesso valore medio che ora è diverso da zero.

Tanto la forza di riluttanza quanto la cogging pur non dando alcun contributo al valor medio di coppia determinano oscillazioni di coppia che possono assumere valori significativi. Il ripple che ne deriva è in generale una caratteristica negativa per un motore e diventa un problema particolarmente grave per le applicazioni “*direct wheel drive*” e nell’ambito della micro generazione eolica.

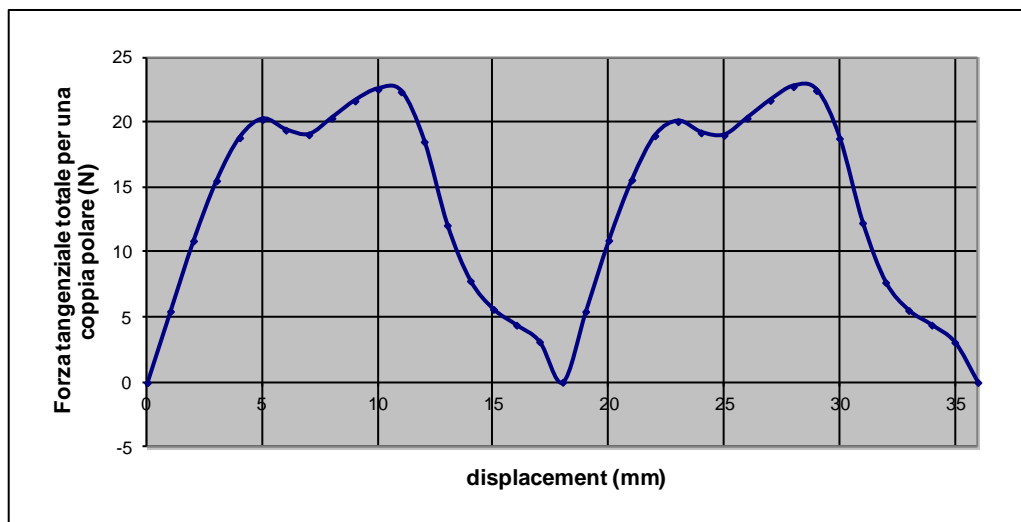


Fig. 4.14 – Forza tangenziale totale con corrente di alimentazione rettangolare

Considerato che l'incidenza della coppia di riluttanza è per quanto prima osservato minore di quello dovuto alla jogging si è soliti perseguire l'obiettivo del contenimento del ripple agendo sulla seconda componente di coppia.

La forza di interazione dipende dai seguenti fattori:

- 1) $P_{eq1}(s)$ e $P_{eq2}(s)$;
- 2) tipo e dimensioni dei magneti permanenti;
- 3) f.m.m. statorica.

La cogging force dipende dalle medesime quantità esclusa la f.m.m. statorica.

Non appare conveniente agire su queste due componenti di forza in modo da compensarne i ripples, perché una dipende dalla corrente e l'altra no, quindi la compensazione si potrebbe ottenere solo per una condizione di carico. Si dovrà, allora, agire separatamente su tali forze.

La cogging force, come già detto, è sempre una funzione alternativa, quindi essa contribuisce nella sua interezza al ripple della forza totale. La sua ampiezza, inoltre, a causa dell'elevato prodotto di energia massimo dei PM alle terre rare, può essere paragonabile a quella della forza di interazione, quindi essa contribuisce sensibilmente al ripple della forza totale, specialmente ai bassi carichi. Questa componente di forza deve, pertanto, essere ridotta il più possibile. Si è detto che essa dipende dalle permeanze $P_{eq1}(s)$ e $P_{eq2}(s)$ e dal tipo e le dimensioni dei PM. Evidentemente, per ridurre la sua ampiezza non si può agire sui magneti permanenti, perché ciò abbatterebbe il valore medio della forza di interazione e quindi la potenza sviluppata dal motore. Anche intervenire su $P_{eq1}(s)$ e $P_{eq2}(s)$ avrebbe lo stesso effetto. Per minimizzare la cogging force, quindi, si sfrutta la realizzazione multistadio di questo motore sfasando opportunamente i vari stadi in modo da compensare le cogging relative a ciascuna fase. In quest'ottica, si può pensare di agire su $P_{eq1}(s)$ e $P_{eq2}(s)$ non per ridurre direttamente la cogging di ciascuno stadio, bensì per modificarne il contenuto armonico in modo da rendere più efficace la suddetta compensazione e, possibilmente, per effettuarla utilizzando tre stadi. Quest'ultima condizione nasce dall'osservazione che è preferibile

alimentare il motore con un inverter trifase, data la sua maggiore diffusione e, quindi, la sua maggiore economicità.

Per quanto riguarda la riduzione del ripple della forza di interazione, abbiamo l'ulteriore possibilità di intervenire sulla forma della corrente di alimentazione. Nel caso di motori multistadio, quest'ultima si può anche scegliere in modo tale che, invece di ridurre direttamente il ripple della forza di interazione relativa a ciascuna fase, essa ne modifichi il contenuto armonico col fine di compensare fra loro le componenti alternative delle diverse fasi.

Si noti che agendo sulla forma della corrente di alimentazione si modifica anche la forza di riluttanza; di questo non ne abbiamo tenuto conto, perché, nel caso specifico, tale forza è trascurabile. Essa non pone vincoli al valore della corrente, al suo andamento nel tempo e all'angolo elettrico di sfasamento tra gli stadi del motore. Questi parametri, dunque, possono essere scelti indipendentemente da essa per ottimizzare l'andamento delle altre due componenti di forza.

Per quanto osservato in questo paragrafo, una procedura razionale per minimizzare il ripple della forza totale agente nel motore in oggetto potrebbe essere la seguente:

- a) in base all'ingombro massimo, alla coppia che si vuole ottenere ed alla massima corrente al di sopra della quale, a causa della saturazione, non è produttivo andare, si scelgono le dimensioni geometriche del circuito magnetico (e quindi $P_w(s)$, $P_{eq1}(s)$ e $P_{eq2}(s)$), nonché il tipo e le dimensioni dei PM;
- b) si sceglie il numero di stadi del motore, possibilmente tre, e si sfasano di un angolo elettrico tale da minimizzare la cogging force complessiva. Per agevolare questa operazione, generalmente si deve modificare opportunamente il contenuto armonico della cogging force della singola fase e quindi la geometria del circuito magnetico; ciò influisce, naturalmente, anche sulla forza di interazione del singolo stadio;
- c) si implementa un controllo in corrente tale da avere una forza di interazione complessiva unidirezionale e tale da minimizzarne il ripple.

Per ottenere risultati migliori nei punti b) e c) può essere necessario ripartire ripetutamente dal punto a) secondo una procedura ricorsiva che si arresta quando vengono soddisfatti i targets relativi sia alla potenza del motore che al ripple della coppia totale.

Capitolo V

Applicazione del m.a.s. ad un TFPM a flusso concentrato dal design innovativo

5.1 Generalità

Di seguito saranno applicati i risultati, le espressioni generali ed il metodo m.a.s., ricavati e descritti nei capitoli precedenti al fine di valutare le forze elettromagnetiche agenti nella configurazione di macchina proposta. I risultati ottenuti, contenendo i legami funzionali tra le variabili coinvolte, permetteranno di implementare un processo di ottimizzazione mirata mediante l'ausilio di codici numerici.

La forma costruttiva del motore in questione, nella versione a tre stadi, è riproposta per maggior comodità nella figura 5.1 che segue.

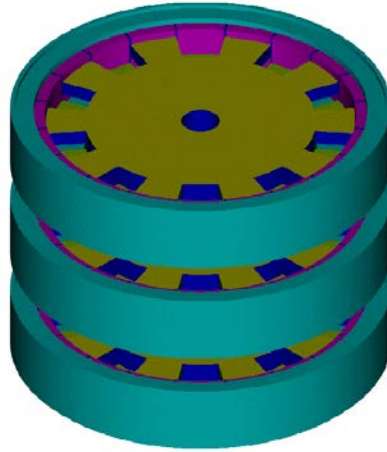


Fig. 5.1: configurazione proposta multistadio

Ci si riferirà ad una sola fase estendendo i risultati agli altri stadi semplicemente tenendo conto del mutuo sfasamento meccanico. Stante inoltre l'evidente simmetria della struttura magnetica costituente ciascuna fase sarà sufficiente prendere in considerazione una sua porzione comprendente due sole coppie polari così come rappresentato nelle figure seguenti che per semplicità di esposizione sono state “linearizzate” (cfr fig. 5.2)

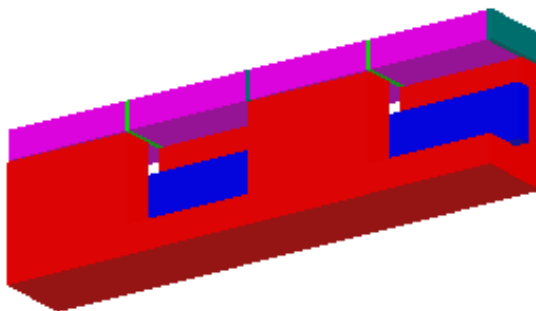
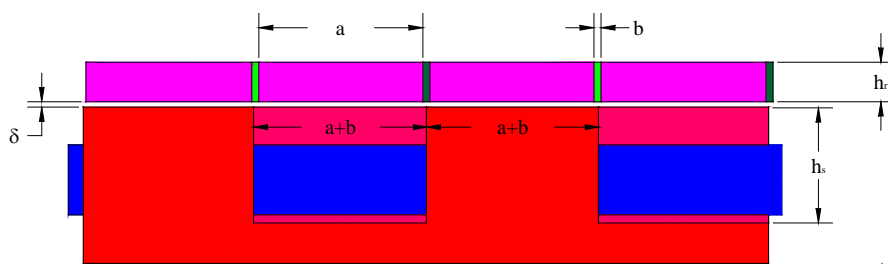
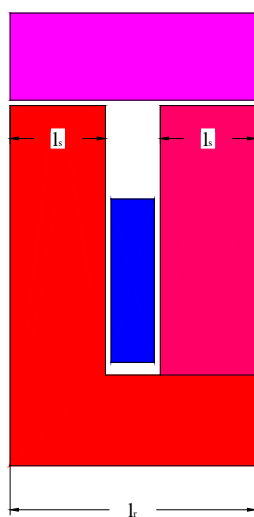


Fig. 5.2

Le figure 5.3a e 5.3b riportano rispettivamente la vista laterale e quella frontale della porzione di circuito magnetico di faseal fine di rendere meglio evidenti i nomi assegnati alle grandezze geometriche coinvolte.



(a)



(b)

Fig. 5.3 – Vista laterale (a) e frontale (b) del pezzo in figura 5.2

Da queste figure si evince che la larghezza di dente è molto maggiore del traferro minimo, perché, a differenza di quanto accade nella configurazione a magneti piani, l'altezza h_m dei PM non contribuisce al traferro δ . Il fatto che $a/\delta \gg 1$ lascia prevedere una maggiore precisione dei risultati analitici ricavati impiegando il m.a.s. rispetto al caso della configurazione a magneti piani (vedi capitolo III). Per contro, il circuito magnetico visto dalla f.m.m. statorica e quello visto dai magneti permanenti sono molto più complicati rispetto al caso esaminato nel capitolo IV stante la presenza di più vie in parallelo per i flussi magnetici generati sia dalla corrente che dai PM.

5.2 Calcolo della forza di riluttanza

Assunto di trascurare le linee di flusso che si richiudono tra i denti statorici ed il rotore, sviluppandosi lungo la direzione assiale e tenuto conto che dalla geometria considerata risulta:

$$h_s \gg \frac{\pi}{4}(a + b)$$

La struttura magnetica riportata in figura 5.3 è equivalente a quella di figura 5.5 ottenuta dalla prima operando così come descritto in figura 5.4

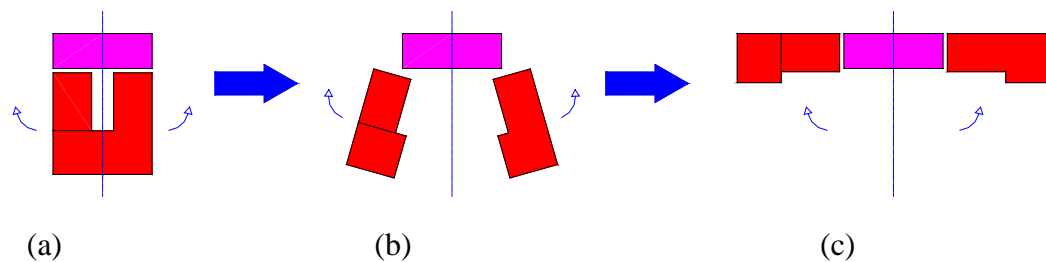


Fig. 5.4 – Genesi della rappresentazione di figura 5.5

In figura 5.5 è mostrata la vista dall'alto della figura 5.4(c).

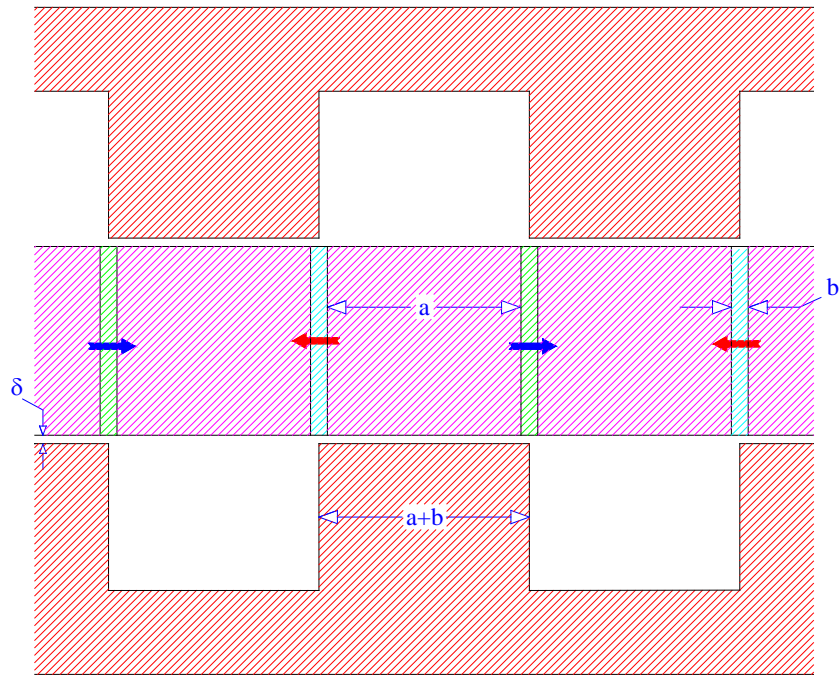


Fig. 5.5 – Rappresentazione bidimensionale del circuito magnetico del motore

Tale operazione consente di restituire al modello geometria a simmetria piana con tutti gli ovvi vantaggi che ne derivano.

La profondità nella direzione ortogonale al piano del foglio di ciascuno di tali tubi di flusso, è pari alla profondità assiale l_s dei denti statorici.

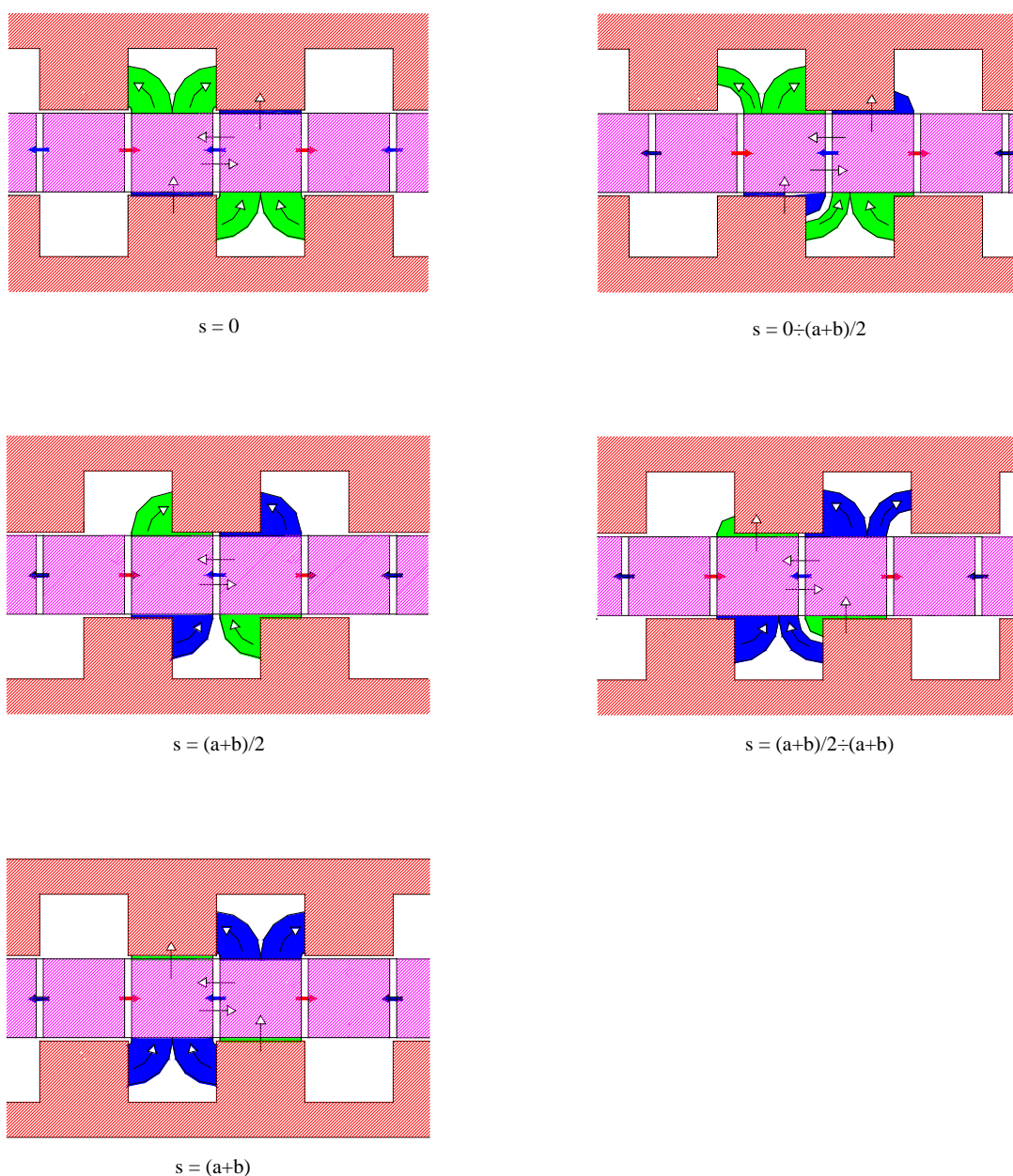


Fig. 5.6 – Calcolo della forza di riluttanza: tubi di flusso al variare di s

Sarà preso in considerazione il solo l'intervallo $s=0 \div (a+b)$, in quanto per $s=(a+b) \div 2(a+b)$ l'andamento dei tubi di flusso è speculare rispetto ad $s=0 \div (a+b)$. Per $s > 2(a+b)$ tale andamento si ripete identicamente rispetto ad $s=0 \div 2(a+b)$, quindi le permeanze dei singoli tubi di flusso considerati sono periodiche di periodo $2(a+b)$.

Il circuito magnetico equivalente relativo alla f.m.m. statorica è quello mostrato in figura 5.7, dove, con riferimento alla figura 5.6, R_1 è la riluttanza di ciascun tubo di flusso di colore blu, R_2 è la riluttanza di ciascun tubo di flusso di colore verde, R è la riluttanza equivalente di magnete ed F_w è la f.m.m. dell'avvolgimento.

Poiché il circuito di figura 5.7 non è altro che un ponte di Wheatstone, la R_{eq} vista dal generatore F_w è data da:

$$R_{eq} = \frac{(R_2 + R_{Y1}) \cdot (R_1 + R_{Y2})}{R_1 + R_2 + R_{Y1} + R_{Y2}} + R_{Y3} \quad (5.1)$$

con

$$\begin{aligned} R_{Y1} &= \frac{R_1 R}{R_1 + R_2 + R} \\ R_{Y2} &= \frac{R_1 R}{R_1 + R_2 + R} \\ R_{Y3} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + R} \end{aligned} \quad (5.2)$$

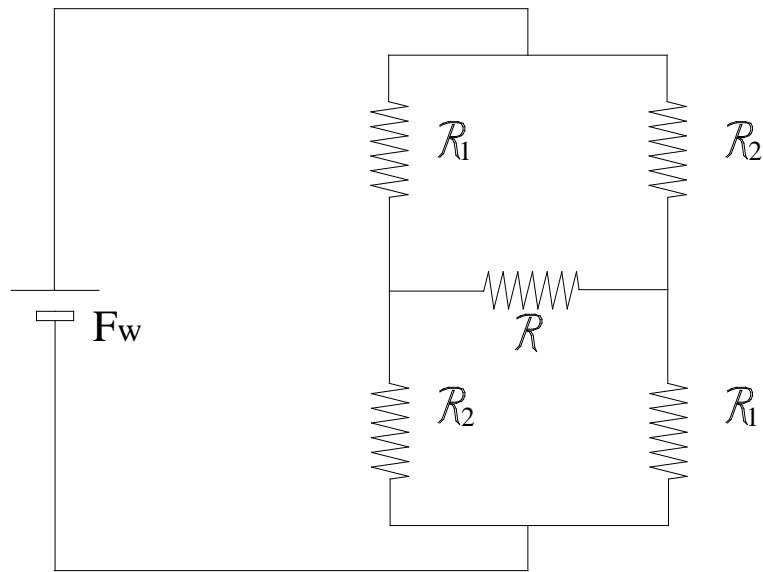


Fig. 5.7 – Circuito magnetico equivalente relativo alla f.m.m. statorica

Ponendo $P_1 = 1/R_1$, $P_2 = 1/R_2$ e $P = 1/R$, dalle (5.1) e (5.2) si ricava la permeanza equivalente $P_{eq} = 1/R_{eq}$ vista dall'avvolgimento in funzione delle permeanze dei singoli tubi di flusso:

$$P_{eq} = \frac{1}{\left(\frac{1}{P_2} + \frac{P_2}{P_2 P + P_1 P + P_1 P_2} \right) \left(\frac{1}{P_1} + \frac{P_1}{P_2 P + P_1 P + P_1 P_2} \right) + \frac{P}{P_2 P + P_1 P + P_1 P_2}} \quad (5.3)$$

Resta, da determinare l'andamento di $P_1(s)$, $P_2(s)$ e P . Per quanto riguarda P_1 , che si ricorda essere la permeanza dei tubi di flusso in blu, la permeanza normalizzata è data da:
per $s=0 \div b/2$:

$$\lambda_1(s) = \frac{a}{\delta}$$

per $s=b/2 \div (a/2+b)$:

$$\lambda_1(s) = \frac{\left(a + \frac{b}{2} - s\right)}{\delta} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \left(s - \frac{b}{2}\right)}{2\delta} \right)$$

per $s=(a/2+b) \div (a+b/2)$:

$$\lambda_1(s) = \frac{a + \frac{b}{2} - s}{\delta} + \frac{4}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(a+b)}{4\delta} \right) - \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \left(a + \frac{3b}{2} - s\right)}{2\delta} \right)$$

per $s=(a+b/2) \div (a+b)$:

$$\lambda_1(s) = \frac{4}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(a+b)}{4\delta} \right) - \frac{2}{\pi} \left(\ln \left(1 + \frac{\pi \left(s - a - \frac{b}{2}\right)}{2\delta} \right) + \ln \left(1 + \frac{\pi \left(a + \frac{3b}{2} - s\right)}{2\delta} \right) \right)$$

Da cui segue che la permeanza effettiva, è:

$$P_1(s) = \mu_0 \cdot l_s \cdot \lambda_1(s) \quad (5.4)$$

dove l_s è la lunghezza assiale dei denti statorici.

Per $s=(a+b) \div 2(a+b)$, $P_1(s)$ si ottiene per simmetria pari rispetto all'intervallo $s=0 \div (a+b)$.

La $P_2(s)$, permeanza dei tubi di flusso in verde, ha la stessa espressione di $P_1(s)$, ma sfasata di $(a+b)$, cioè di un semiperiodo, in ritardo.

La permeanza equivalente di magneti, P , non dipende da s ed è pari a:

$$P = \frac{\mu_m (h_r \cdot l_r)}{b} \quad (5.5)$$

dove h_r e l_r sono rispettivamente l'altezza del rotore e la sua lunghezza assiale.

Si dispone a questo punto abbiamo tutti gli elementi per calcolare $P_{eq}(s)$. Ricordando la (4.11), la forza di riluttanza agente per ogni coppia polare del motore è:

$$f_r = \frac{1}{2} F_w^2 \frac{\partial P_{eq}}{\partial s} \quad (5.6)$$

5.3 Calcolo della cogging force e della forza di interazione

Per calcolare la cogging force e la forza di interazione agenti nel motore è necessario ricavare il circuito magnetico equivalente relativo a ciascun PM. Occorre, quindi, conoscere il percorso del flusso generato dal magnete e le riluttanze che esso incontra. A tale scopo ci si riferirà ancora alla rappresentazione di rappresentazione di figura 5.5.

In figura 5.8 sono mostrati, al variare di s , il percorso del flusso generato dal PM indicato con la freccia rossa e i relativi tubi di flusso considerati. Tale figura è relativa al solo intervallo $s=0 \div (a+b)$, in quanto per $s=(a+b) \div 2(a+b)$ l'andamento dei tubi di flusso è speculare rispetto ad $s=0 \div (a+b)$. Per $s > 2(a+b)$ tale andamento si ripete identicamente rispetto ad $s=0 \div 2(a+b)$, quindi le permeanze dei singoli tubi di flusso considerati sono periodiche di periodo $2(a+b)$.

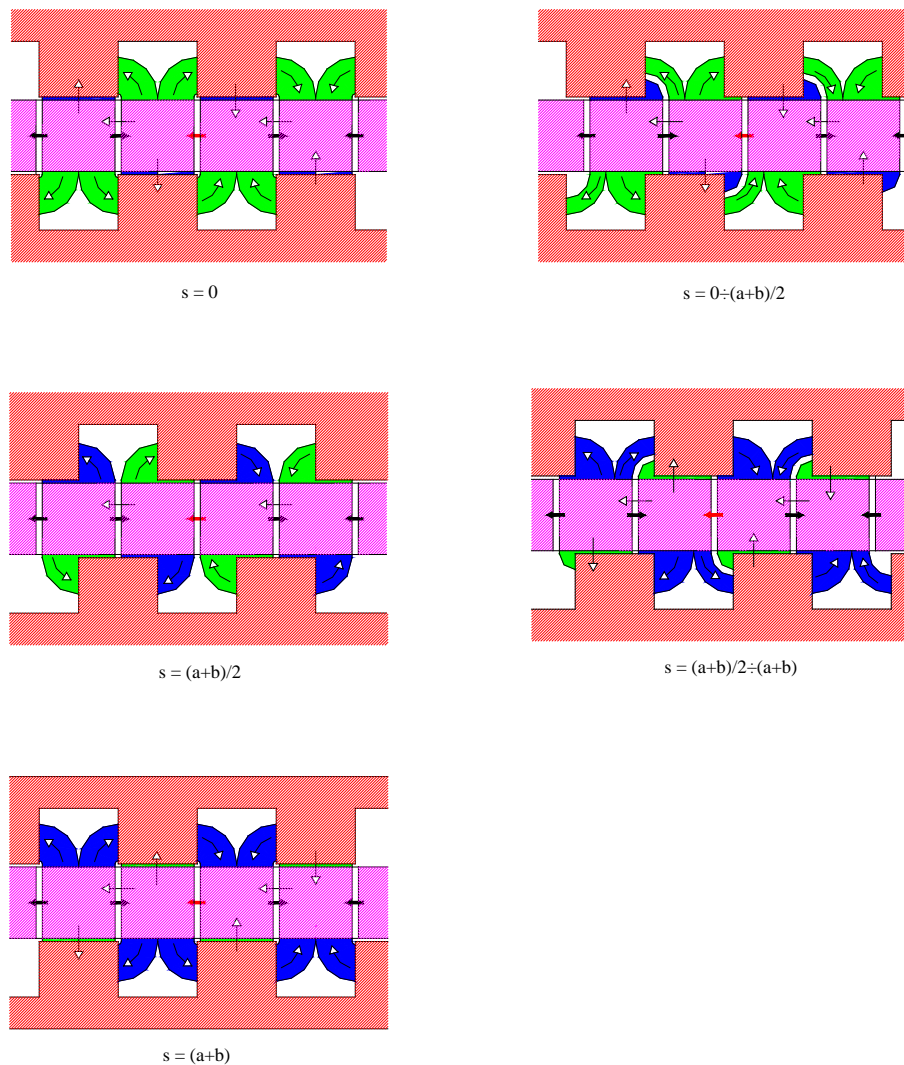


Fig. 5.8 – Calcolo della forza di interazione e della cogging force: tubi di flusso al variare di s

Il circuito magnetico equivalente relativo al PM indicato con la freccia rossa è mostrato in figura 5.9.

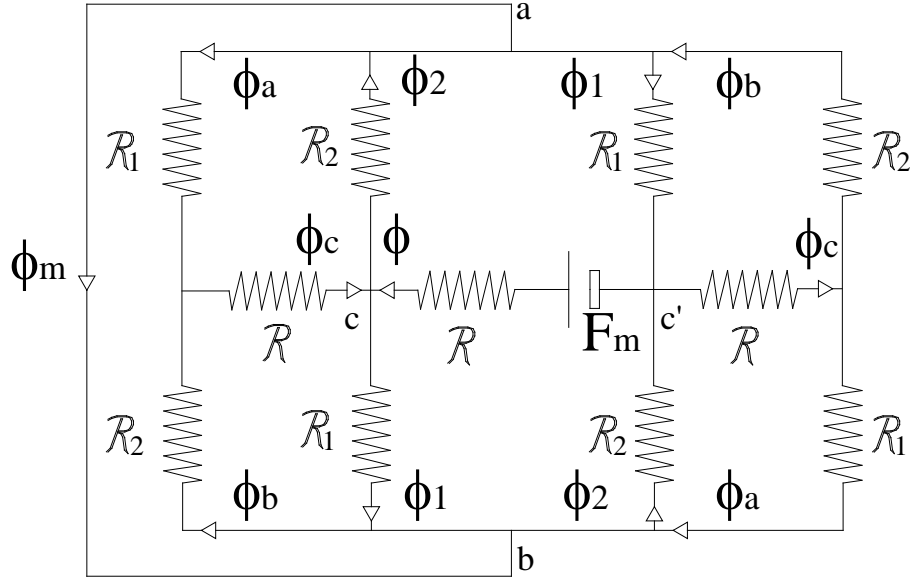


Fig. 5.9 – Circuito equivalente magnetico relativo ad un singolo PM

dove, con riferimento alla figura 5.8, R_1 è la riluttanza dei tubi di flusso di colore blu, R_2 è la riluttanza dei tubi di flusso di colore verde, R ed F_m sono rispettivamente la riluttanza equivalente e la f.m.m equivalente del PM. Come si vede dalla figura 5.8, gli andamenti di $P_1=1/R_1$ e $P_2=1/R_2$ in funzione di s sono gli stessi di quelli calcolati precedentemente. Anche l'espressione di $P=1/R$ non muta.

A partire da questo circuito equivalente è possibile calcolare sia la cogging force che la forza di interazione.

5.3.1 Calcolo della forza di interazione

Stante la (4.12), si ha:

$$f_i = i \frac{\partial \psi_m}{\partial s} = N_w i \frac{\partial \phi_m}{\partial s} \quad (5.7)$$

Evince che per la determinazione della componente di forza in esame è necessario provvedere al calcolo di $\phi_m(s)$.

A tal fine conviene ridurre opportunamente il circuito di figura 5.9. Applicando la trasformazione stella-triangolo alle stelle $R_1 R_2 R$ di vertici abc e abc' , si ottiene:

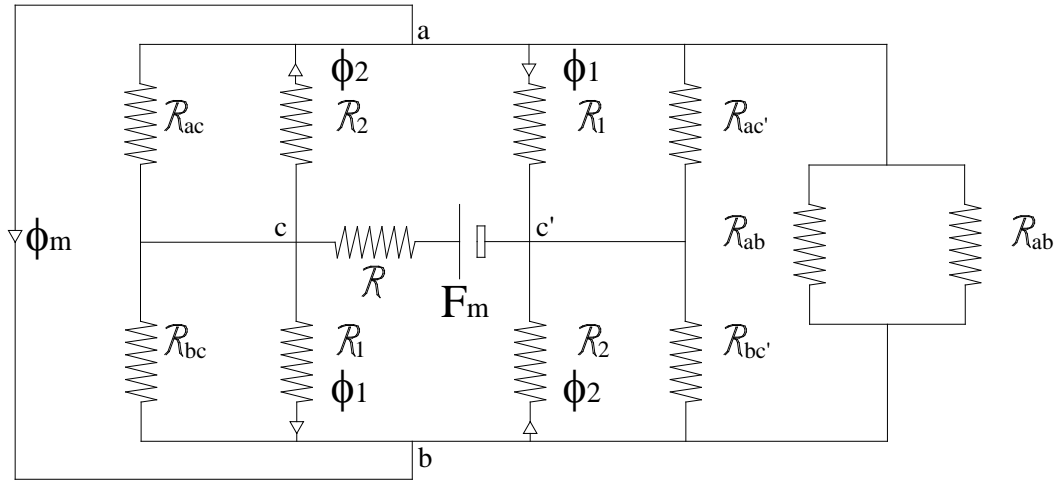


Fig. 5.10

dove:

$$R_{ac} = R_{bc'} = \frac{R_1 R_2 + R_2 R + R R_1}{R_2} \quad (5.8)$$

$$R_{bc} = R_{ac'} = \frac{R_1 R_2 + R_2 R + R R_1}{R_1} \quad (5.9)$$

$$R_{ab} = \frac{R_1 R_2 + R_2 R + R R_1}{R} \quad (5.10)$$

I rami R_{ab} si possono eliminare perché sono in parallelo ad un cortocircuito; svolgendo anche gli altri paralleli presenti nel circuito, si perviene a:

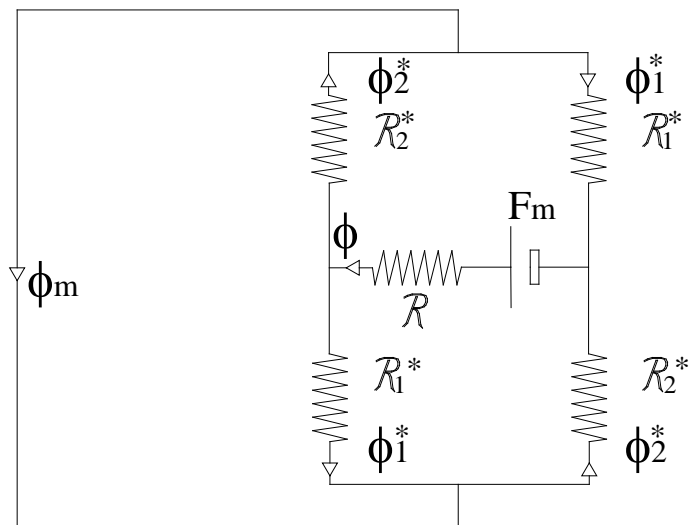


Fig. 5.11

dove:

$$R_1^* = \frac{R_{bc} R_1}{R_{bc} + R_1} \quad (5.11)$$

$$R_2^* = \frac{R_{ac} R_2}{R_{ac} + R_2} \quad (5.12)$$

Per maggiore leggibilità, il circuito di figura 5.11 può essere posto nella forma:

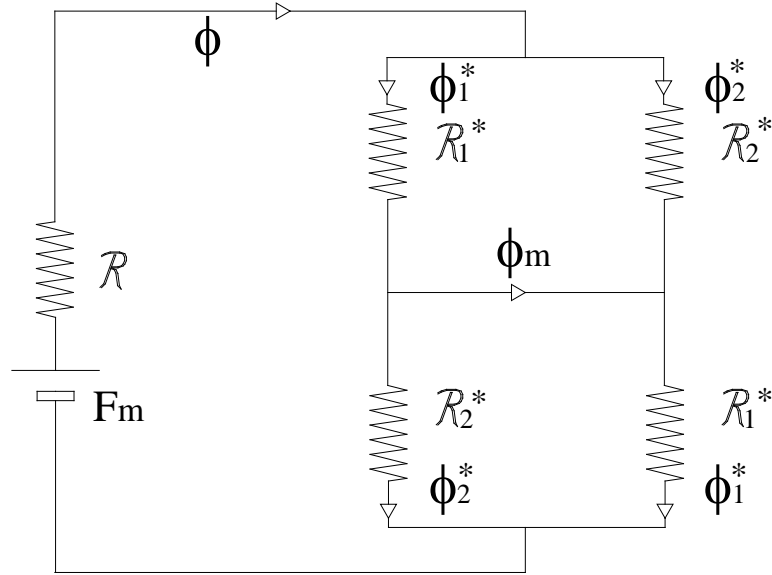


Fig. 5.12

da cui si ricava facilmente che:

$$\varphi = \frac{F_m}{R + 2 \frac{R_1^* R_2^*}{R_1^* + R_2^*}} \quad (5.13)$$

$$\varphi_1^* = \frac{\varphi \cdot R_2^*}{R_1^* + R_2^*} \quad (5.14)$$

$$\varphi_2^* = \frac{\varphi \cdot R_1^*}{R_1^* + R_2^*} \quad (5.15)$$

$$\varphi_m = \varphi_1^* - \varphi_2^* = \varphi \frac{R_2^* - R_1^*}{R_1^* + R_2^*} \quad (5.16)$$

Dalla (5.7), (5.13) e (5.16) si ricava che la forza di interazione tra un singolo PM e la corrente statorica è data da:

$$f_i = N_w i F_m \frac{\partial}{\partial s} \left(\frac{R_2^* - R_1^*}{R_1^* + R_2^*} \cdot \frac{1}{R + 2 \frac{R_1^* R_2^*}{R_1^* + R_2^*}} \right) \quad (5.17)$$

Poiché ad ogni coppia polare corrispondono due PM, per ottenere la forza di interazione per una coppia polare è sufficiente moltiplicare per 2 l'espressione (5.17).

5.3.2 Calcolo della cogging force

Per la sua valutazione sarà necessario determinare l'energia magnetica immagazzinata in un doppio passo polare, a tal fine è bene sottolineare che nella regione di spazio di interesse sono presenti contributi di flusso magnetico, prodotti da PM, orientati con polarità opposte. Ai fini del calcolo dell'energia magnetica immagazzinata in questa regione, quindi, occorre prima fare la somma algebrica di tali flussi.

Dai circuiti magnetici equivalenti delle figure 5.10 e 5.11 si ricava che:

$$\varphi_1 = \frac{\varphi_1^* \cdot R_{bc}}{R_1 + R_{bc}} \quad \text{e} \quad \varphi_2 = \frac{\varphi_2^* \cdot R_{ac}}{R_2 + R_{ac}} \quad (5.18)$$

e risolvendo il circuito equivalente di figura 5.9, si ottiene:

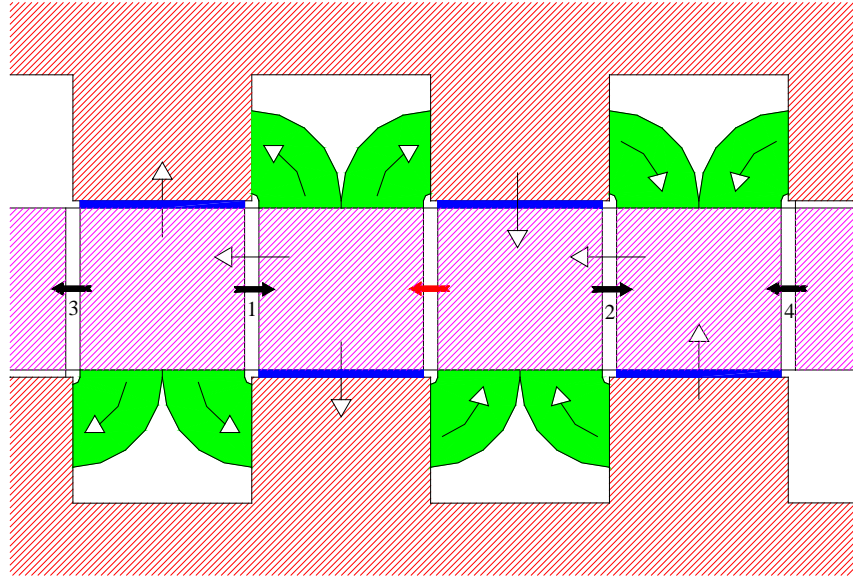
$$\varphi_b = \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R} \varphi_2 - R_1 \varphi_1}{R_2 + R - \frac{R^2}{R_1 + R}} \quad (5.19)$$

$$\varphi_a = -\frac{R_2 \varphi_2 + R \varphi_b}{R_1 + R} \quad (5.20)$$

$$\varphi_c = \varphi_a + \varphi_b \quad (5.21)$$

Ora, con riferimento alla figura 5.8, si osservi che all'energia magnetica immagazzinata nel doppio passo polare avente al centro il PM indicato con la freccia rossa contribuiscono, oltre ad esso anche i due PM che lo seguono e i due che lo precedono.

Per maggiore chiarezza, in figura 5.13 si riporta il circuito magnetico nella sola posizione $s=0$, in cui si sono numerati da 1 a 4 i PM coinvolti oltre a quello evidenziato con la freccia rossa.



$s = 0$

Fig. 5.13

Anche per essi vale un circuito equivalente magnetico analogo a quello di figura 5.9, quindi, considerando la posizione relativa dei magneti e il loro verso di magnetizzazione, si deduce che:

- i flussi φ_1 del PM centrale si sommano algebricamente uno con il flusso φ_1 del PM numero 1 e con i flussi φ_a dei PM 2 e 3 e l'altro con il flusso φ_1 del PM 2 e con i flussi φ_a dei PM 1 e 4;
- i flussi φ_2 del PM centrale si sommano algebricamente uno con il flusso φ_2 del PM numero 1 e con i flussi φ_b dei PM 2 e 3 e l'altro con il flusso φ_2 del PM 2 e con i flussi φ_b dei PM 1 e 4;
- il flusso φ del PM centrale si somma algebricamente con i flussi φ_c dei PM 1 e 2; poiché ad un doppio passo polare appartengono due PM, l'energia immagazzinata nel PM centrale deve essere considerata due volte.

Da queste considerazioni si ricava che l'energia magnetica immagazzinata in un doppio passo polare del motore in oggetto è data da:

$$\begin{aligned}
 W_m &= \frac{1}{2} (R_1 (2\varphi_1 + 2\varphi_a)^2 + R_2 (2\varphi_2 + 2\varphi_b)^2 + R(\varphi + 2\varphi_c)^2 + \\
 &+ R_1 (2\varphi_1 + 2\varphi_a)^2 + R_2 (2\varphi_2 + 2\varphi_b)^2 + R(\varphi + 2\varphi_c)^2) = \\
 &= R_1 (2\varphi_1 + 2\varphi_a)^2 + R_2 (2\varphi_2 + 2\varphi_b)^2 + R(\varphi + 2\varphi_c)^2
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

dalla quale è ora possibile valutare la cogging force per una coppia polare del motore:

$$f_{\text{cog}} = -\frac{\partial W_m}{\partial s} \quad (5.23)$$

5.4 Verifica dei risultati

L'attendibilità del modello analitico semplificato, valutata per confronto con i risultati presentati dal software Maxwell 3/D, che si è assunto come campione, ha fornito un riscontro soddisfacente così come dettagliato nel seguito.

Il modello implementato è mostrato in figura 5.14.

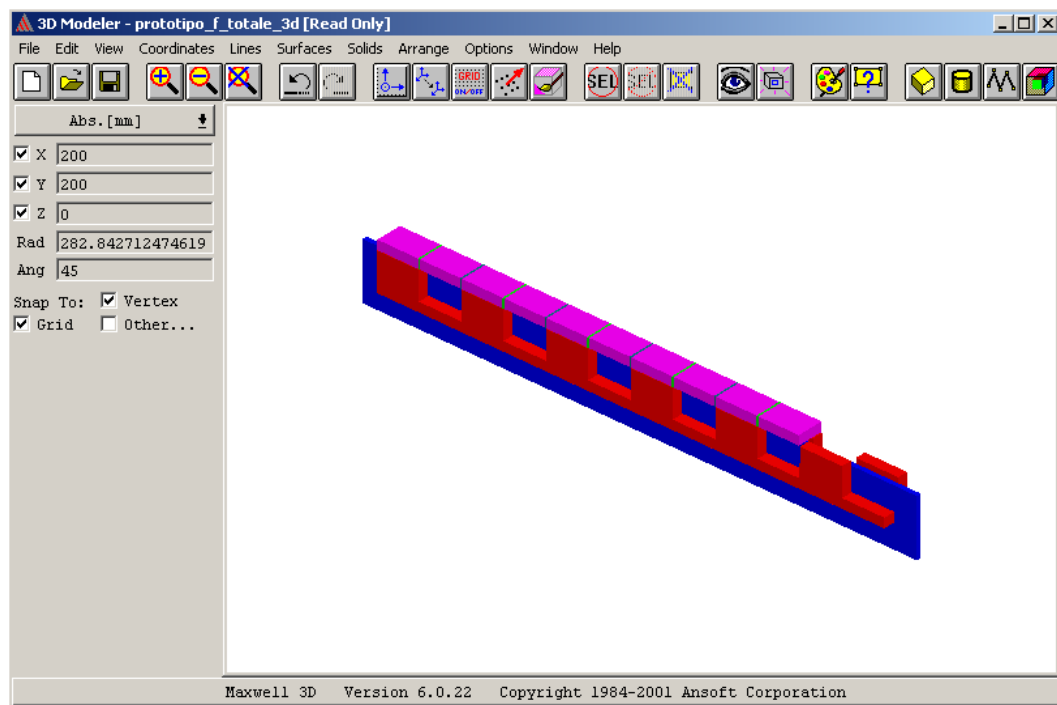


Fig. 5.14 – Modello utilizzato nella simulazione

Le dimensioni geometriche sono state scelte così come nella tabella 5.1 che segue, dove si è assunto che le stesse costituissero un vincolo di progetto.

<i>Grandezza</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Valore</i>
Larghezza delle salienze rotoriche	a	70 mm
Altezza dei PM	$b=h_m$	3 mm
Larghezza dei denti statorici	$a+b$	73 mm
Lunghezza assiale del motore	l_r	45 mm
Lunghezza assiale dei denti statorici	l_s	17.5 mm
Lunghezza assiale della gola di alloggiamento del conduttore	$l_r - 2l_s$	10 mm

Altezza dei denti statorici	h_s	49 mm
traferro	δ	0.7 mm
Altezza del rotore	h_r	16 mm

Tab. 5.1

Per il nucleo ferromagnetico statorico e per i settori ferromagnetici rotorici si è considerato un materiale ideale avente la caratteristica magnetica lineare con $\mu_r = 10^6$.

Per i PM si è scelto di utilizzare NdFe35 le cui caratteristiche sono già state riportate nel capitolo precedente.

Avendo considerato $h_m = 3$ mm, la f.m.m. equivalente di magnete è:

$$F_m = H_{mo} \cdot h_m = 2670 \text{ Asp.}$$

La f.m.m. statorica considerata è costante e pari a $N_{wi} = 1000$ Asp.

La figura 5.15 riporta il confronto tra la forza di riluttanza ricavata analiticamente e quella ottenuta col simulatore.

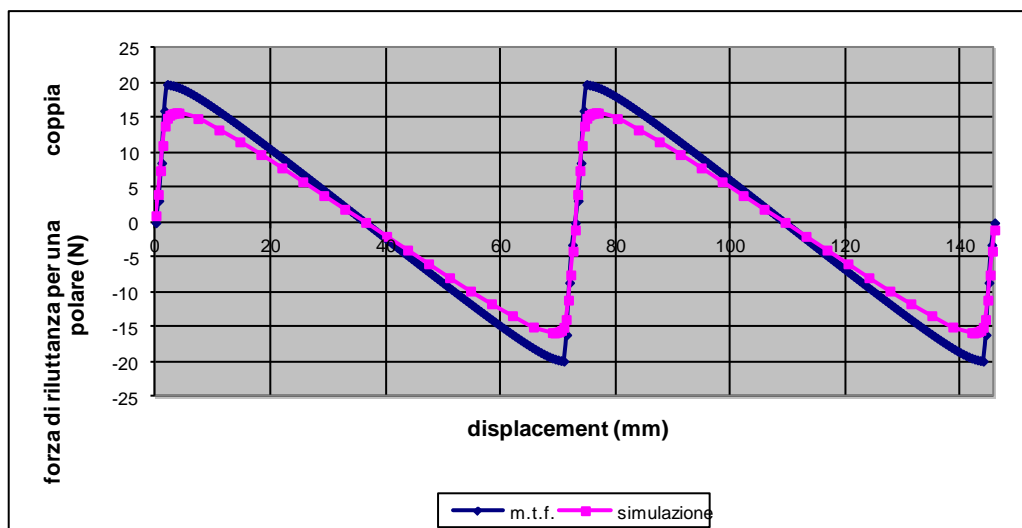


Fig. 5.15 – Confronto tra la forza di riluttanza ricavata analiticamente e quella ottenuta col simulatore

La simulazione è stata eseguita sostituendo i PM con materiale caratterizzato da permeabilità magnetica relativa unitaria, così da escluderne il contributo di forza da essi derivanti ma non il contributo alla riluttanza complessivamente offerta al flusso. La stessa simulazione è stata condotta considerando un traferro minore e pari a 0.5 mm. Tale confronto, i cui risultati sono deducibili dalla figura 5.16, ha restituito, come del resto atteso, una ancor migliore confrontabilità dei risultati.

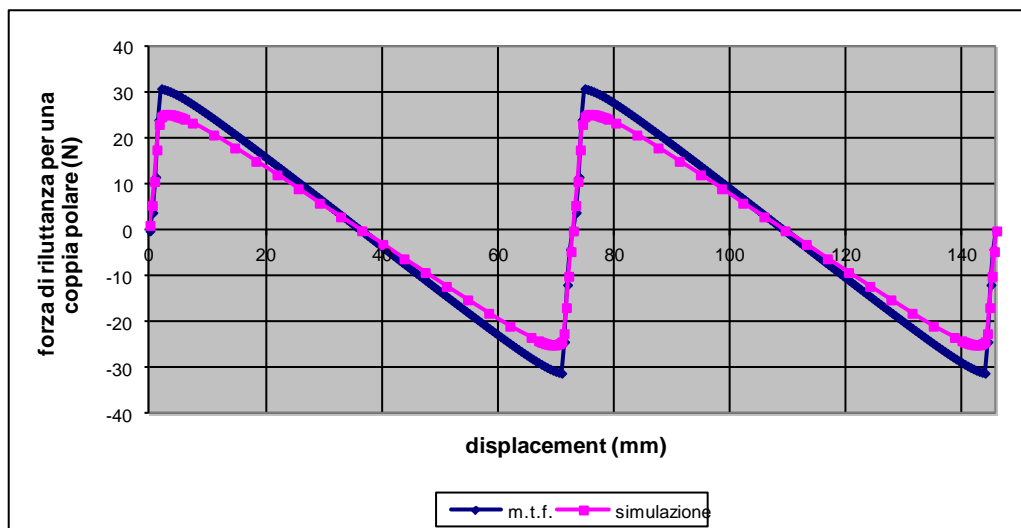


Fig. 5.16

Considerazioni del tutto analoghe valgono anche con riferimento alla jogging che come nel caso precedente è stata valutata in corrispondenze dei due stessi valori di traferro (cfr. fig.5.17, cfr. fig. 5.18)

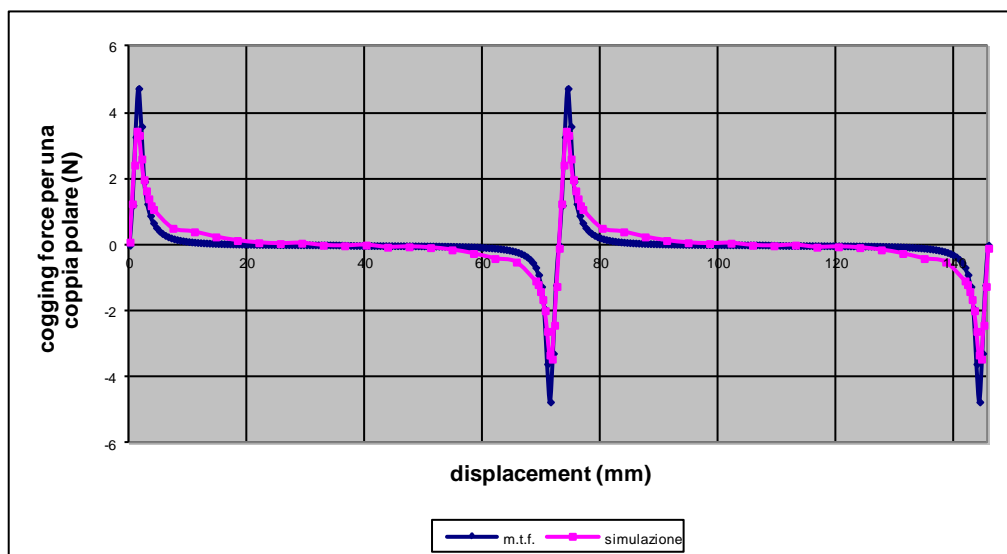


Fig. 5.17 – Confronto tra la cogging force ricavata analiticamente e quella ottenuta col simulatore

È appena il caso di precisare che si è imposta ai fini della valutazione della cogging, nulla la f.m.m. di statore.

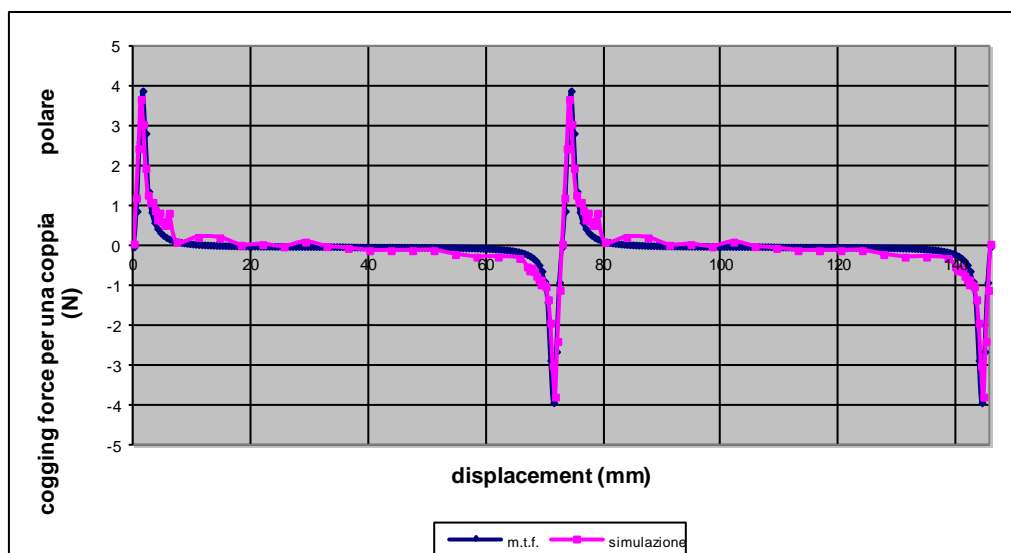


Fig. 5.18

Il confronto relativo alla forza di interazione è riportato in figura 5.19.

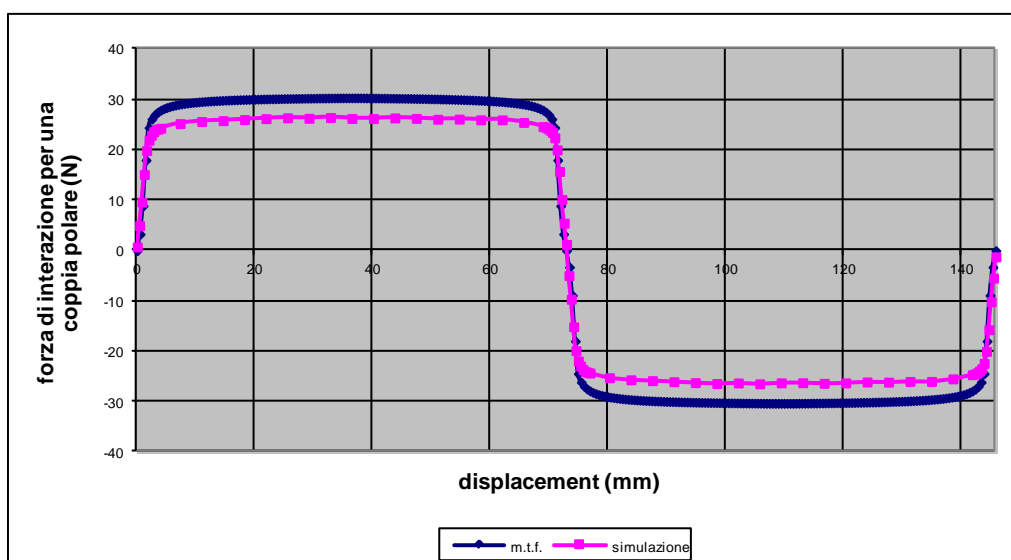


Fig. 5.19 – Confronto tra la forza di interazione ricavata analiticamente e quella ottenuta col simulatore

La forza di interazione simulata non è stata ricavata direttamente, ma come differenza tra la forza totale (ottenuta come risultato della simulazione) e la somma delle restanti due componenti di forza prima calcolate.

Il confronto per $\delta = 0.5$ mm si riporta in figura 5.20.

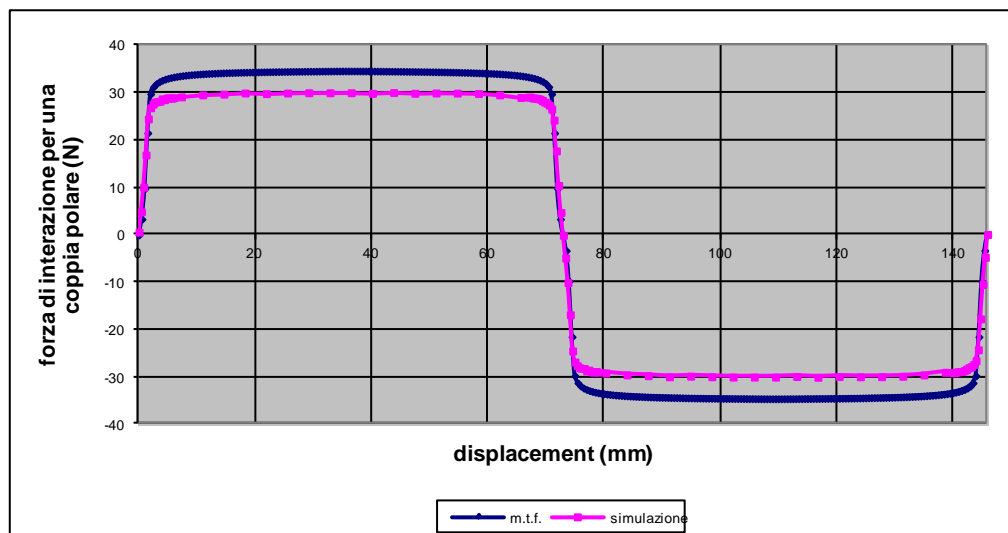


Fig. 20

Come già anticipato appare evidente una buona aderenza tra tutti i risultati ottenuti con i due diversi metodi, ciò con maggior riferimento a quelli ottenuti in corrispondenza del minor traferro ($\delta = 0.5$ mm)

5.5 Considerazioni sulle forze elettromagnetiche agenti.

I risultati ottenuti riguardo alle forze elettromagnetiche agenti nel motore in oggetto sono riassunti in figura 5.21 (nel caso di $\delta = 0.5$ mm).

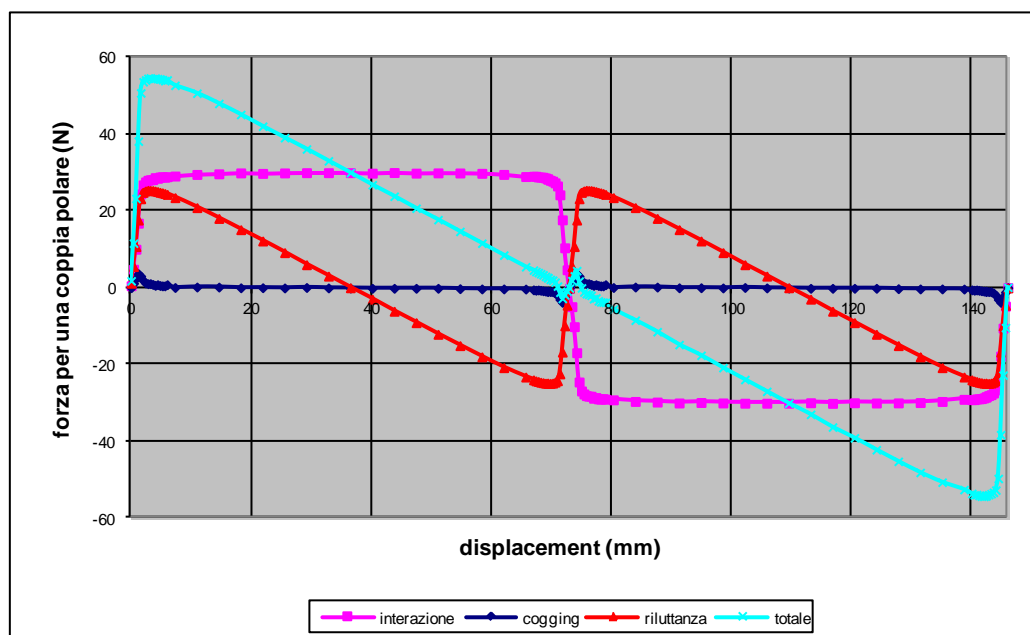


Fig. 5.21 – Riepilogo dei risultati

Come accade per la configurazione a magneti piani, alimentando il motore con una corrente costante, la forza di riluttanza, la cogging force e la forza di interazione sono funzioni periodiche; le prime due hanno frequenza doppia rispetto alla terza. Ne segue che anche la forza totale è periodica dello stesso periodo della forza di interazione.

Poiché la cogging force è sempre una funzione alternativa e tali riescono anche la forza di riluttanza, la forza di interazione se la macchina viene alimentata a corrente costante, per realizzare una conversione elettromeccanica unidirezionale di energia, occorre invertire il segno della corrente ogni 180° elettrici. Con un'alimentazione in corrente ad onda quadra, si ottiene l'andamento riportato in figura 5.22.

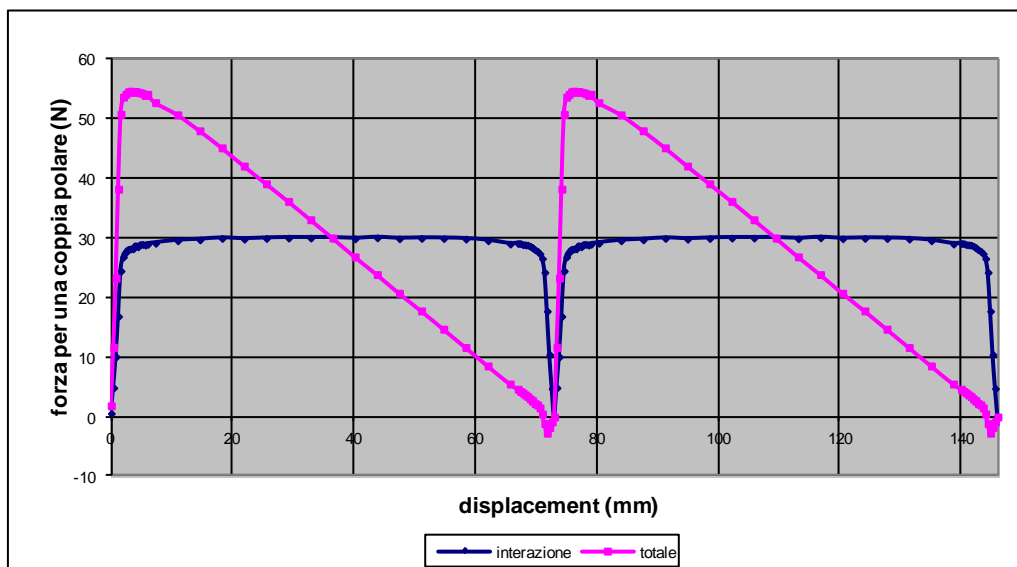


Fig. 5.22 – Caso di alimentazione con corrente rettangolare

Il periodo della corrente rettangolare di alimentazione deve dipendere dalla velocità istantanea del motore e dal suo passo polare. Il motore dovrà, dunque, essere alimentato da un inverter al cui ingresso deve pervenire, un segnale proporzionale alla velocità istantanea.

La cogging pur non contribuendo alla determinazione del valor medio di coppia influisce sul ripple. Il contenimento del ripple è un obiettivo che in moltissime applicazioni va efficacemente perseguito, ciò vale con particolare riguardo alla trazione elettrica ed anche alla generazione da fonte eolica per le potenze oggetto di questo lavoro.

Si osservi che il minor traferro medio di questa configurazione rispetto ad una analoga a magneti piani rende più significativo, e sicuramente non trascurabile, il contributo di coppia dato dalla variazione di riluttanza. Ne segue che non trascurabile è anche il suo contributo al ripple della forza totale.

Al contrario, il rapporto tra l'ampiezza della cogging force e quella della forza di interazione è ora sensibilmente minore, quindi possiamo dire che la cogging force

contribuisce, in proporzione, di meno al ripple della forza totale. Tuttavia questo contributo può essere ancora non trascurabile in corrispondenza di bassi valori di carico.

Da quanto detto, si capisce che è importante sia ridurre la cogging force che minimizzare l'ampiezza della componente alternativa della forza di riluttanza. A tal fine, non è conveniente agire su queste due componenti di forza in modo da compensarle, perché una dipende dalla corrente e l'altra no, quindi la compensazione si potrebbe ottenere solo per una condizione di carico. Si deve agire separatamente su tali forze.

La forza di riluttanza dipende dalla f.m.m. statorica e da $P_{eq}(s)$ quindi da $P_1(s)$, $P_2(s)$ e P .

La cogging force dipende da $W_m(s)$ e quindi da F_m , $P_1(s)$, $P_2(s)$ e P .

Qualsiasi tentativo di ridurre la cogging force su una singola fase porterebbe, a parità di f.m.m. statorica, ad una riduzione della forza di interazione. Per minimizzare la cogging force, quindi, conviene sfruttare la realizzazione multistadio di questo motore sfasando opportunamente i vari stadi in modo da compensare fra loro le cogging relative a ciascuna fase. In quest'ottica, si può pensare di agire su $P_1(s)$, $P_2(s)$ e P non per ridurre direttamente la cogging di un singolo stadio, bensì per modificarne il contenuto armonico in modo da rendere più efficace la suddetta compensazione e, possibilmente, per effettuarla utilizzando tre stadi.

Per quanto riguarda la forza di riluttanza, per ridurre la sua componente alternativa si può agire sulla forma della corrente. Nel caso di motori multistadio, quest'ultima si può anche scegliere in modo tale che, invece di ridurre direttamente il ripple della forza di riluttanza relativa a ciascuna fase, ne modifichi il suo contenuto armonico col fine di compensare fra loro le componenti alternative delle diverse fasi.

Per opportuni andamenti della corrente, il valore medio della forza di riluttanza è diverso da zero e, quindi, anche tale forza può realizzare una conversione elettromeccanica unidirezionale di energia. Un ulteriore obiettivo, pertanto, può essere la massimizzazione del valore medio della forza di riluttanza.

Da notare che, agendo sulla forma della corrente, si modifica anche la forza di interazione: bisogna tenere conto di ciò nel determinare la strategia di alimentazione ottimale.

Per quanto fin qui osservato, una procedura razionale per minimizzare il ripple della forza totale agente nel motore in oggetto potrebbe essere la seguente:

- a) A partire dall'ingombro massimo ammissibile per la specifica applicazione, dalla coppia che si vuole ottenere e alla massima corrente al di sopra della quale, a causa della saturazione, non è produttivo andare, si determinano le dimensioni geometriche del circuito magnetico, nonché il tipo e le dimensioni dei PM (e quindi $P_{eq}(s)$ e $W_m(s)$);
- b) Scelto il numero di stadi del motore, si determina il loro reciproco sfasamento tale da minimizzare la cogging force complessiva. Per agevolare la compensazione delle cogging, generalmente occorre modificarne il contenuto armonico su una singola fase e questo è ottenibile modificando il profilo degli elementi costituenti il circuito magnetico. Ciò influisce anche sulle forze di interazione e di riluttanza del singolo stadio;

- c) Scelta un adeguata strategia di alimentazione controllata in corrente per massimizzare il valore medio delle forze di interazione e di riluttanza complessive e, nel contempo, da minimizzarne il ripple.

Per ottenere risultati migliori nei punti b) e c) si utilizzano in genere dei processi ricorsivi che modificando ripetutamente la geometria consentono di soddisfare i targets assunti e relativi sia alla potenza della macchina che al ripple della coppia totale.

Si noti che portare a convergenza la procedura ora esposta è più laborioso rispetto al caso della configurazione a magneti piani, stante la maggior incidenza della componente di coppia di riluttanza.

5.6 Generatori brushless a flusso trasverso configurazione proposta

Come già più volte sottolineato nel corso dei precedenti capitoli la macchina TFPM presenta tra le sue caratteristiche salienti quella di avere elevati valori di coppia e di densità di coppia alla determinazione della quale, contribuisce la possibilità di realizzazioni costruttive caratterizzate da un elevato numero di coppie polari p . Il numero di coppie polari compare infatti, come coefficiente moltiplicativo nell'espressione della coppia motrice. Dualmente nel funzionamento da generatore le spire di armatura si concatenano con il flusso generato da tutte le p coppie polari. Ciò lascia intuire che questi PM brushless possono essere convenientemente utilizzati anche come generatori fornendo valori di f.e.m. apprezzabili a velocità angolari basse.

L'elevata coppia specifica nel funzionamento da generatore si traduce, inoltre, nella possibilità di generare potenze di rilievo anche a basse velocità angolari cosa che li rende adatti ad essere utilizzati nella generazione da fonte eolica riducendo il valore del coefficiente di moltiplicazione del variatore di giri da interporre tra girante eolica e rotore, o permettendo l'accoppiamento diretto tra tali apparecchiature.

Mentre nei motori prima descritti si ipotizzava l'utilizzo di un unico circuito d'armatura contenuto all'interno di tutte le strutture ad C, quindi tale da sostenere da solo il flusso che interessa i singoli circuiti magnetici elementari, nel caso di un generatore è conveniente che lo stesso circuito di armatura sia realizzato mediante più matasse. In tale maniera, a seconda della velocità impressa dal vento alla girante, si potranno connettere i singoli circuiti in varie combinazioni serie parallelo che assicurino i voluti valori di tensione in uscita e la potenza necessaria a bilanciare quella di disponibile all'asse della girante eolica.

Il dimensionamento di macchina, come nel caso di motore, può essere condotto ottimizzando la progettazione di un singolo stadio. Sotto l'ipotesi qui assunta di un comportamento lineare e dunque della validità del principio di sovrapposizione degli effetti, ci si potrà riferire ad una porzione di macchina ed estendere i risultati per simmetria.

Nelle N spire del circuito di armatura si induce una f.e.m pari alla derivata rispetto al tempo del flusso sostenuto dal sistema di magneti permanenti disposto sul rotore e concatenato con le N spire anzidette.

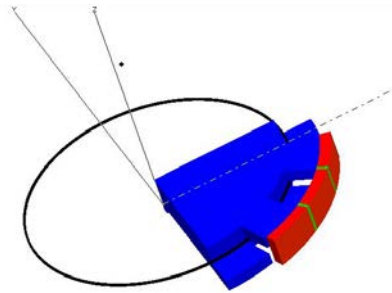


Fig. 5.24 a TFPM nella configurazione proposta.

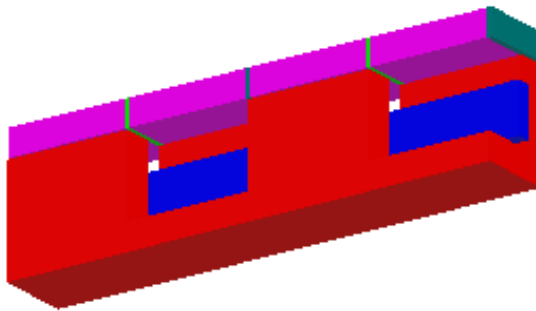


Fig. 5.24 b TFPM linearizzato nella configurazione proposta

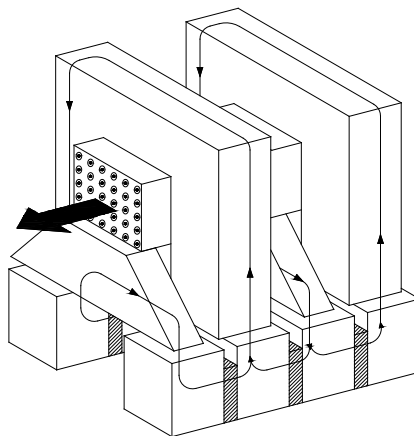


Fig. 5.25 TFPM a flusso concentrato dotato di shunts magnetici

Con riferimento alla struttura proposta in questo lavoro e riportata per comodità di lettura riportata nelle fig. 5.24 a 5.24b , si ricorda che, come ampiamente dimostrato in precedenza, essa mantiene un comportamento analogo a quello della struttura a flusso concentrato dotata di shunts magnetici di fig. 5.25.

Indicando con B_m il valore medio dell'induzione in ciascun magnete in condizioni di minima riluttanza del traferro, può dirsi che, ipotizzando per semplicità una variazione temporale del flusso concatenato di tipo sinusoidale, si avrebbe per la f.e.m. indotta l'espressione:

$$\begin{aligned} e &= - d\psi/dt = - Nd\phi/dt = - N 4 B_m S_m d\cos(\omega_e t)/dt = \\ &= N 4 B_m S_m \omega_e \sin \omega_e t \end{aligned} \quad (5.24)$$

avendo indicato con S_m la sezione di ciascun magnete che concorre alla creazione del flusso nella parte di circuito magnetico ad C evidenziato in fig.(6.2). In essa, si è indicato con $\theta=\omega_e t$ l'angolo elettrico che caratterizza la posizione istantanea statore rotore. Tenendo conto che la macchina di fatto ha un numero di coppie polari pari al numero nuclei elementari a C, indicando con p tale numero, si ha per l'espressione della f.e.m. :

$$e = N 4 B_m S_m p \omega_r \sin \omega_e t \quad (5.25)$$

dove ω_r è la velocità angolare meccanica del rotore.

Il diagramma vettoriale di fig. 5.26 mostra le condizioni di funzionamento del singolo componente a C della generatrice in esame. La f.e.m. \bar{E} ritarda di 90° rispetto al flusso concatenato sostenuto dai magneti, la corrente di indotto \bar{I} è sfasata rispetto alla \bar{E} di un angolo ψ dipendente dalla impedenza globale alimentata dall'avvolgimento di indotto (somma della resistenza, della reattanza di dispersione d'armatura e dell'impedenza del carico). Detta corrente ha quindi due componenti, una in opposizione di fase con il flusso di eccitazione (il carico globale si suppone ohmico-induttivo) l'altra in quadratura con esso. Al variare della velocità meccanica di rotazione della girante eolica, fissato il numero di coppie polari della macchina, varia la pulsazione delle grandezze rappresentate nel diagramma. In particolare, al crescere della velocità crescono sia il modulo della f.e.m. che la sua pulsazione. Aumenta quindi a parità di induttanza di fase la reattanza ad essa corrispondente, quindi lo sfasamento in ritardo della corrente di indotto rispetto alla f.e.m. indotta e la componente smagnetizzante della reazione di indotto.

La f.e.m. indotta negli avvolgimenti, ovviamente, è tanto maggiore quanto maggiore è il numero delle coppie polari di macchina, quindi il numero dei circuiti magnetici a previsti.

Naturalmente la massimizzazione delle f.e.m., a parità di altre condizioni, dipende dal valore del flusso di eccitazione concatenato con l'avvolgimento, quindi, in primo luogo, dal valore del flusso sostenuto da ciascun magnete permanente, cioè dal valore medio dell'induzione e dalla sezione normale dei magneti stessi, ed in secondo luogo dalla riduzione della componente smagnetizzante della reazione d'indotto che potrebbe essere contenuta ad esempio rifasando il carico del generatore.

Nelle macchine a flusso concentrato del tipo preso in considerazione il circuito in ferro a C, nella posizione relativa al minimo valore della riluttanza di traferro, è interessato dal flusso sostenuto da quattro magneti permanenti. E' necessario quindi proporzionare tale circuito in modo da evitare in esso la saturazione, definendo opportunamente la sua sezione e con essa il valore massimo dell'induzione di lavoro.

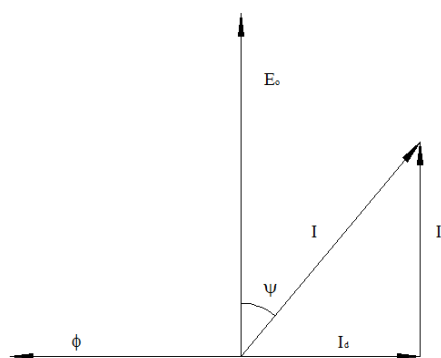


Fig. 5.26

La tensione a vuoto ai morsetti della macchina dipende ovviamente dal numero di circuiti elementari di macchina connessi in serie. L'aumento delle coppie polari di macchina, quindi dei singoli circuiti di indotto da connettere in serie, può quindi permettere l'ottenimento di buoni valori della tensione in uscita anche in presenza di velocità della girante eolica, quindi della velocità del vento, non elevate.

La corrente fornita al carico dalla macchina, quindi la potenza apparente in uscita, dipende anche dal numero di vie serie realizzate che sono state poste in parallelo.

Poiché la tensione ai morsetti di macchina dipende dalla caduta di tensione che si ha sull'avvolgimento di indotto, e poiché essa fondamentalmente dipende, a parità di corrente erogata, dal valore della reattanza sincrona è necessario non trascurare il peso di questo parametro.

Detta reattanza è come noto la somma della reattanza di dispersione e di quella di traferro. Mentre la prima è legata all'entità del flusso di dispersione, la seconda dipende dalla riduzione del flusso principale di traferro addebitabile alla reazione di indotto, quindi alla riduzione del valore medio dell'induzione di magnete provocata dalla f.m.m. di indotto.

Il valore della riluttanza del traferro incide quindi sia sul punto di lavoro dei magneti permanenti a vuoto che sull'effetto smagnetizzante della reazione d'indotto, fenomeno, quest'ultimo che, come detto può essere combattuto anche intervenendo esternamente mediante il rifasamento del carico.

Il proporzionamento del generatore deve innanzi tutto tendere a minimizzare il flusso di dispersione sostenuto dai magneti di eccitazione, poi, minimizzare, nei limiti del possibile, la riluttanza di traferro nelle condizioni di traferro minimo, per massimizzare, a parità di altre condizioni, il flusso di eccitazione concatenato con l'armatura.

Volendo procedere al dimensionamento di massima della singola sezione elementare di macchina, quindi del singolo circuito magnetico a C, si può valutare il valore massimo del flusso concatenato con il circuito elementare di indotto:

$$\Psi_{m \max} = 4N B_m S_m \quad (5.26)$$

Avendo assegnato per ipotesi un determinato valore presunto per il valore dell'induzione media di magnete, e per le dimensioni spessore e sezione normale di ciascun magnete. Dette dimensioni determinano quelle dei tratti di circuito magnetico rotorico tra i quali i magneti stessi vengono inseriti. Infatti anche la sezione di tali tratti deve essere tale da non saturare quando interessata da un flusso pari al doppio di quello spettate ad ogni singolo magnete. Ciascun circuito a C deve poi essere proporzionato per non saturare in corrispondenza di un flusso al traferro pari a quattro volte quello di ciascun magnete.

Il valore della periferia di traferro del rotore condiziona il numero di magneti di magneti permanenti di cui dotare ciascun lato della generatrice quindi il numero di coppie polari della macchina. D'altro canto tale numero è determinante per stabilire il valore della tensione a vuoto e la sua frequenza.

Se si vuole che la potenza fornita dal generatore sia sempre prossima a quella che la girante eolica può fornire all'albero della macchina è necessario poter variare detta potenza. La condizione di ottimo si otterrebbe con una regolazione quanto più possibile continua di tale potenza.

Se la generazione è effettuata per una utenza isolata, che necessita quindi di accumulazione dell'energia prodotta, si può intervenire sulla regolazione della tensione in uscita con connessione in serie/parallelo degli avvolgimenti d'armatura dei singoli generatori elementari e con una regolazione più fine della corrente di uscita mediante raddrizzatori controllati. La tensione con la voluta frequenza da applicare ai carichi deve quindi essere ottenuta tramite inverter posti a valle del pacco batterie.

5.7. Criteri per il proporzionamento della geometria della salienza di statorica

Il proporzionamento è effettuato ipotizzando di utilizzare in alternativa due distinte pezzature di magneti permanente in Neodimio-ferro-Boro (NdFeB35) di dimensioni rispettivamente 30x46x10 mm e 18x40x10 mm.

Detto materiale presenta una induzione residua pari a 1,17-1.2 T e per esso si ipotizza di assegnare un valore di primo tentativo del valore medio dell'induzione di lavoro pari a 0,8 T.

In tali ipotesi per le due pezzature anzidette si ottengono i valori di flusso sostenuto da ciascun magnete, in condizioni di minima permeanza di traferro, rispettivamente pari a:

$$\Phi_{1\max} = 0,8 \times 30 \times 46 \times 10 \times 10^{-6} = 1104.0 \times 10^{-6} \text{ Wb} \quad (5.27)$$

$$\Phi_{2\max} = 0,8 \times 18 \times 40 \times 10 \times 10^{-6} = 576.0 \times 10^{-6} \text{ Wb} \quad (5.27)$$

L'espressione istantanea del flusso di ogni magnete è quindi nei due casi:

$$\phi_1 = \Phi_{1\max} \cos p\omega_m t = 1104.0 \times 10^{-6} \cos p\omega_m t \quad (5.28)$$

$$\phi_2 = \Phi_{2\max} \cos p\omega_m t = 576.0 \times 10^{-6} \cos p\omega_m t \quad (5.29)$$

In cui si è indicato con p il numero di coppie polari di macchina, coincidente con il numero di strutture elementari a C, e con ω_m la velocità angolare meccanica della girante eolica.

Per la struttura di macchina qui in esame, in ciascun nucleo a C si ha un flusso pari a 4 volte quello di ciascun magnete, detto poi N il numero di spire del circuito elettrico, si ottiene un flusso concatenato con esso paria rispettivamente:

$$\phi_{1c} = 4N\Phi_{1\max} \cos p\omega_m t = N 4,416 \times 10^{-3} \cos p\omega_m t \quad (5.30)$$

$$\phi_{2c} = 4N\Phi_{2\max} \cos p\omega_m t = N 2,304 \times 10^{-3} \cos p\omega_m t \quad (5.31)$$

Perché non saturino i tratti del circuito in ferro di ogni C è necessario che in corrispondenza del massimo valore del flusso non venga ad essere superato il valore

massimo di induzione pari ad 1.7 T. per la sezione della C e per i tasselli ferromagnetici di rotore che separano i magneti permanenti rotorici bisogna dunque garantire nei un sezione offerta al flusso pari almeno a:

$$S = 4 \times (1,7/0,8) S_m = 8,5 S_m \quad (5.32)$$

Avendo indicato con S_m la sezione del magnete adoperato. Si hanno quindi nei due casi citati i valori minimi di sezione pari a:

$$S_1 = 8,5 \times 30 \times 46 \text{ mm}^2 = 11730 \text{ mm}^2 = 1,173 \text{ cm}^2 = 5865 = 0,585 \text{ cm}^2$$

$$S_2 = 8,5 \times 18 \times 40 \text{ mm}^2 = 6120 \text{ mm}^2 = 0,6120 \text{ cm}^2 = 3060 = 0,306 \text{ cm}^2$$

Le f.e.m. rispettivamente indotte nei singoli avvolgimenti risultano pertanto:

$$e_1 = -p N \omega_m 4,416 \times 10^{-3} \text{ sen } p \omega_m t \quad (5.39)$$

$$e_2 = -p N \omega_m 2,304 \times 10^{-3} \text{ sen } p \omega_m t \quad (5.40)$$

di frequenza pari a

$$f = p \omega_m / 2\pi = p 2\pi n / 2\pi 60 = pn/60 \text{ Hz} \quad (5.41)$$

avendo indicato per la velocità angolare meccanica della girante eolica la espressione:

$$\omega_m = 2\pi n / 60 = 0,105 \times n \quad (5.42)$$

con n numero di giri al minuto primo della girante eolica.

Le due f.e.m. indotte hanno quindi rispettivamente i valori efficaci:

$$E_1 = p N n \times 0,105 \times 4,416 \times 10^{-3} / 1,41 = p N n \times 0,329 \times 10^{-3} \text{ V} \quad (5.43)$$

$$E_2 = p N n \times 0,105 \times 2,304 \times 10^{-3} / 1,41 = p N n \times 0,172 \times 10^{-3} \text{ V} \quad (5.44)$$

Al variare del numero di giri n, delle coppie polari p di macchina, e del numero di spire N, si ottengono per le due f.e.m. i valori riportati in tab.5.2 In essa vengono anche riportati i valori della tensione a vuoto ai morsetti della generatrice nell'ipotesi che di macchina monofase con tutti gli avvolgimenti delle singole U, supposte in numero pari al numero delle coppie polari p, disposti in serie tra di loro; vale quindi l'ipotesi che gli avvolgimenti connessi in serie siano in numero pari a p.

Da quanto precedentemente detto si ricava anche che a meno del divisore 60 il prodotto pn definisce la frequenza della f.e.m. generata. Potrebbe quindi essere importante definire la dipendenza delle f.e.m. di uscita dal parametro pn che in effetti è indicativo della velocità lineare relativa tra statore e rotore. In tab. 6.3 vengono riportati le grandezze di tab. 5.2 in funzione di detto ultimo parametro immaginando sempre di

avere 100 spire per ogni avvolgimento ed un numero di coppie polari e di avvolgimenti in serie pari a 10.

Tabella 5.2

N	p	n	E _{1M}	E _{2M}	E ₁	E ₂	f	E _{1serie}	E _{2serie}
100	10	30	13,92	7,27	9,87	5,16	5	98,7	51,6
200	10	30	27,83	15,55	19,74	10,32	5	197,4	103,2
100	20	30	27,83	15,55	19,74	10,32	10	394,8	206,4
200	20	30	55,67	29,10	39,48	20,64	10	789,6	412,8
100	10	60	27,83	15,55	19,74	10,32	10	197,4	103,2
200	20	60	1578	825,6	78,96	41,28	20	1578	825,6
100	10	90	296,1	154,48	29,61	15,48	15	296,1	154,48
200	20	90	167,0	87,3	118,44	61,92	20	2368,8	1238,4

Tabella 5.3

Pn	n	E _{1M}	E _{2M}	E ₁	E ₂	f	p	E _{1serie}	E _{2serie}
3000	100	13,92	7,27	9,87	5,16	5	10	98,7	51,6
6000	100	27,83	15,55	19,74	10,32	10	10	197,4	103,2
9000	100	90	296,1	154,48	29,61	15	10	296,1	154,48

Nelle ipotesi poste la generatrice trifase viene realizzata utilizzando tre generatrici monofase calettate sullo stesso asse con sfasamento reciproco di 120° elettrici .

Altra possibilità è quella di realizzare una unità trifase con un unico rotore che induce f.e.m. in tre distinti gruppi di strutture a C ad esso affacciate. In questo caso naturalmente i gruppi di C costituenti ciascuna fase saranno montati in modo che le rispettive f.e.m. indotte risultino in fase tra loro e con 120° elettrici di sfasamento rispetto ai gruppi costituenti le altre fasi. In tale caso ovviamente il numero di coppie polari p non coincide con il numero di avvolgimenti che possono essere connessi in serie per costituire ciascuna fase ed i valori riportati nelle tab. 5.2 e 5.3 dovranno essere modificati in conseguenza. I risultati riportati nelle succitate tabelle mettono poi in luce il fatto che la frequenza delle f.e.m. indotte, almeno per i casi esaminati è comunque

bassa, è quindi possibile utilizzare nuclei magnetici realizzati con normali lamierini magnetici al ferro silicio.

I valori riportati nelle tabelle 5.2 e 5.3 sono del tutto indicativi perché relativi a due particolari magneti di assegnate dimensioni e caratteristiche (per altro andrebbe verificato lo spessore del magnete in funzione della riluttanza del circuito magnetico nel quale sono inseriti e della reazione d'indotto da vincere). Nulla vieta di scegliere per il dimensionamento del generatore un qualsiasi altro tipo di magnete di dimensioni comprese nelle pezzature standard vendute dalle case costruttrici o addirittura di dimensioni non standard ottenibili su richiesta.

Seguendo i criteri precedentemente esposti è quindi possibile, definire a priori le dimensioni di un magnete per avere il voluto valore del flusso di eccitazione definendo anche il numero di coppie polari di macchina ed il numero di circuiti a C.

Capitolo VI

Comportamento del TFPM in relazione alla sua capacità di smaltimento termico

6.1. Introduzione

Come più volte detto, questa tipologia di macchina ha suscitato un vivo interesse che è essenzialmente legato alle notevoli performances in termini di elevati valori di densità di coppia nel comportamento da motore e di densità di potenza che è in grado di generare nel funzionamento da generatore. Tale caratteristiche sono riconducibili sia dalla tipologia dei PM di norma impiegati che dalla particolare configurazione del circuito magnetico. Esse tuttavia sono pienamente utilizzabili sempre che la stessa macchina sia in grado di sostenere i regimi termici che derivano. Si è per tale motivo ritenuto utile indagare circa la capacità del TFPM proposto di smaltire calore verso l'esterno e alla rapidità con cui esso avviene, essendo quest' ultimo aspetto sicuramente più importante. Detta capacità è stata confrontata con quella di macchine di tipo tradizionale a flusso radiale. I modelli termici sviluppati, le modalità di confronto ed i risultati ottenuti sono esposti nei paragrafi che seguono. Ad essi sono premessi quelli contenenti le definizioni di grandezze termodinamiche e meccanismi di scambio termico qui di interesse.

6.2 Modalità di trasmissione del calore

I processi di scambio termico sono generalmente classificati in tre categorie, anche se in pratica non si presenta mai una sola modalità, ma solitamente si ha la combinazione di almeno due di esse. Si tende però di solito ad individuare il tipo di scambio predominante, trascurando, a seconda di vari fattori (dei quali sicuramente molto rilevante è la temperatura), le altre modalità di trasmissione del calore presenti. Le suddette tre categorie sono: conduzione, convezione e irraggiamento. La conduzione termica è il processo che si attua in un mezzo solido, liquido o aeriforme nel momento in cui, a causa di una differenza di temperatura, viene provocato un trasferimento di energia cinetica da una molecola a quella adiacente che possiede una velocità di vibrazione minore, essendo la velocità di vibrazione

delle particelle indice della temperatura del corpo. Si ha in questo modo un trasferimento di energia, sotto l'influenza del gradiente di temperatura (variazione della temperatura lungo una direzione), senza uno spostamento di particelle; dunque il mezzo in cui avviene conduzione rimane nella condizione di quiete. E' il caso dell'esempio sopracitato, in cui vengono messi a contatto due corpi inizialmente a temperature differenti T_1 e T_2 , i quali, dopo un certo tempo in cui avviene conduzione termica, raggiungono la medesima temperatura T_3 (fig. 6.1).

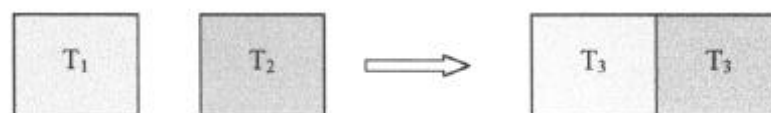


fig.6. 1: conduzione termica

La convezione termica avviene solamente in presenza di un fluido, ad esempio aria o acqua. Tale fluido, a contatto con un corpo la cui temperatura è maggiore di quella dell'ambiente che lo circonda, si riscalda e, per l'aumento di temperatura subito, si espande (nella maggior parte dei casi). A causa della spinta di Archimede, questo fluido sale, essendo meno denso del fluido circostante che è più freddo. Contemporaneamente, il fluido più freddo scende e prende il posto di quello più caldo che sale; in questo modo si instaura una circolazione convettiva. Per esempio supponiamo di avere un sistema isolato dall'esterno costituito da due corpi aventi temperature differenti, l'uno al di sopra dell'altro, divisi da uno strato di acqua, che, come vedremo, svolgerà la funzione del sopracitato fluido.

Supponendo che venga posto in superficie il corpo più freddo, siccome l'acqua calda tende a salire e l'acqua fredda a scendere (per la diversa densità), si sviluppa un moto convettivo per cui nella zona centrale l'acqua riscaldata a contatto con il corpo caldo sale verso il corpo freddo, mentre nelle zone più esterne si ha un movimento verso il basso dell'acqua che, raffreddata per il contatto con il corpo freddo, si dirige verso quello caldo (fig.6. 2).

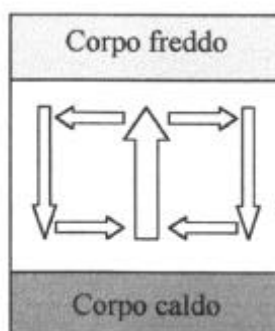


fig.6. 2: moti convettivi

Si può osservare che si avrebbe una situazione molto diversa nel caso in cui i due corpi venissero invertiti, ossia se il corpo a temperatura maggiore fosse posto in superficie ed il corpo a temperatura minore sotto lo strato d'acqua: in questo caso non si avrebbe nessun moto convettivo, ma l'acqua rimarrebbe ferma trasferendo calore dal corpo più caldo a quello più freddo solo per conduzione.

Si è fino ad ora descritta la convezione libera o naturale. La convezione può anche essere forzata, vale a dire che in alcuni casi, per scopi pratici, il moto del fluido può essere obbligato da ventole o pompe. Vi sono molteplici esempi pratici di convezione forzata, basti pensare alla caldaia di un termosifone che provoca la circolazione di un fluido, di solito acqua

o aria, in modo da riscaldare le stanze della casa, oppure alla ventola atta a raffreddare la cpu di un computer.

Irraggiamento o radiazione termica è il termine usato per indicare la radiazione elettromagnetica emessa dalla superficie di un corpo che si trova ad una certa temperatura. Tutti gli oggetti emettono radiazioni elettromagnetiche, che sono frutto dell'eccitazione termica della superficie del corpo, legata alla condizione energetica dei suoi atomi (l'irraggiamento è tanto più intenso quanto maggiore è la temperatura dell'oggetto stesso), e viene emessa in tutte le direzioni; quando il mezzo trasmissivo risulta essere sufficientemente trasparente a tale radiazione, nel momento in cui essa colpisce un altro corpo, parte viene riflessa e parte assorbita. Tra i due corpi si stabilirà un continuo scambio di energia, con uno scambio netto di calore dal corpo più caldo al corpo più freddo. Da notare è che può anche non esservi un mezzo di trasmissione, in quanto l'irraggiamento è l'unica modalità di scambio termico che avviene anche nel vuoto. Basti pensare alla radiazione solare, esempio più evidente di tale trasmissione.

6.3 Conduzione. Legge di Fourier

Si osservi che lo scambio termico è un fenomeno non lineare, non esiste cioè una semplice relazione di linearità fra energia scambiata dai corpi coinvolti nel processo e temperature dei corpi, tant'è che, ad esempio, in un fenomeno di irraggiamento il calore scambiato è proporzionale alla quarta potenza delle temperature dei corpi.

Per studiare il trasferimento di calore si tende, sotto a sufficienti ipotesi, a linearizzare il fenomeno, introducendo equazioni dedotte talvolta dalla generalizzazione dei risultati sperimentali, come nel caso della legge di Fourier, che è oggetto di questo paragrafo.

Tale semplificazione, verrà applicata a tutte e tre le metodologie di scambio termico, per ognuna delle quali esiste uno specifico coefficiente di proporzionalità fra energia scambiata e temperatura. Come detto nell'introduzione, quando si parla di scambio termico ciò che conta non è la quantità di calore scambiato, ma la rapidità con cui avviene tale processo. In questo senso si introduce una grandezza vettoriale, detta flusso termico specifico (oppure densità di flusso termico), che si indica con il simbolo \mathbf{q} le cui dimensioni sono W/m^2 . Essa rappresenta l'energia che attraversa l'unità di superficie nell'unità di tempo.

Considerato un corpo un solido caratterizzato da una distribuzione di descritta al tempo t da :

$$T = T(x, y, z, t) \quad (6.1.)$$

e al suo interno una superficie tale che in ogni suo punto abbia, all'istante \mathbf{t} , una temperatura costante \mathbf{T} (superficie isoterma), riesce:

$$\mathbf{q} = -\lambda \text{grad}(T) \quad (6.2)$$

che costituisce la citata legge di Fourier. La quantità λ costituente il termine di proporzionalità tra il vettore densità di flusso termico ed il vettore gradiente di temperatura prende il nome di conducibilità termica ed è una caratteristica specifica del materiale. A rigore detto coefficiente di conducibilità termica varia al variare della temperatura con una legge del tipo:

$$\lambda(T) = \lambda(T_0)(1 + \alpha T) \quad (6.3)$$

Il vettore densità di flusso termico, avendo come componenti le derivate spaziali del campo termico scalare $T(x,y,z,\tau)$, è in ogni punto del corpo diretto verso le temperature crescenti; è dunque giustificata la presenza del meno nella legge di Fourier, in quanto il vettore flusso termico specifico \mathbf{q} deve avere una direzione concorde al verso in cui fluisce il calore, ossia verso le temperature decrescenti. Risulta essere diretto verso la superficie esterna del corpo, con una direzione normale in ogni punto alla rispettiva superficie isoterma. Il suo modulo è tanto maggiore quanto maggiore è la rapidità con cui il calore fluisce nel corpo, ossia quanto più velocemente varia la temperatura.

La dipendenza dal tempo porta in generale ad ottenere equazioni differenziali di non sempre agevole soluzione. Tuttavia la sola legge di Fourier è sufficiente a descrivere il problema in regime stazionario o in regimi lentamente variabili. Detto diversamente se si escludono analisi termiche al transitorio la sola legge di Fourier è in grado di descrivere interamente il problema in esame.

Con riferimento al problema notevole di cui alla fig 6.3 che segue, inerente ad una lastra

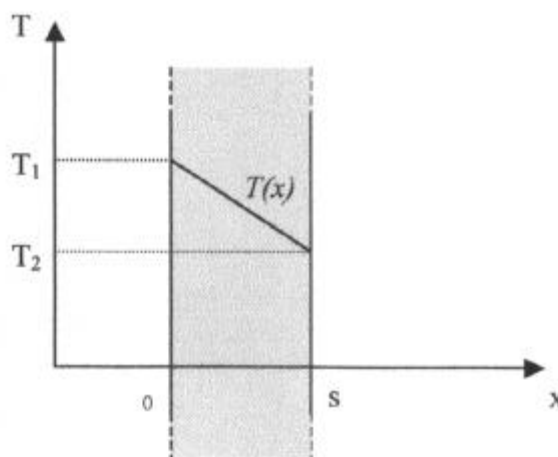


Fig. 6.3 Problema di Fourier per una lastra piana indefinita

piana indefinita, il problema di Fourier si pone nella forma:

$$T = T(x, y, z, t)$$

$$q = -\lambda \text{ grad } (T)$$

$$q = -\lambda \frac{d}{dx} (T)$$

$$q dx = -\lambda d(T)$$

$$q s = -\lambda \Delta(T)$$

$$q s = \frac{-\lambda \Delta(T) s}{s}$$

$$Q = \frac{-\Delta(T)}{Rt}$$

Dove si è posto:

$$Q = q s \quad \text{e} \quad Rt = \frac{s}{\lambda s} \quad 6.4)$$

Detti rispettivamente *Flusso termico Q* o *Potenza termica* e *Resistenza termica Rt*

Nell'ambito dello studio delle macchine rotanti è di evinte interesse anche il risultato a cui conduce la legge di Fourier nel caso, anch' esso notevole, di simmetria cilindrica cava.

In questo caso la resistenza termica equivalente può essere vista come la serie di resistenze elementari di spessore dr , raggio r e dunque sezione $2\pi r l$ essendo l la lunghezza del cilindro cavo. Detti R_2 ed R_1 rispettivamente il raggio esterno ed interno del cilindro si ha:

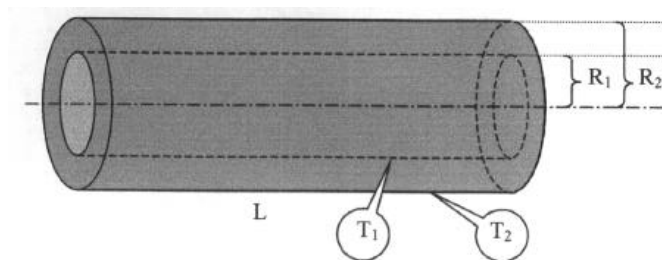


Fig. 6.4 Problema di Fourier per una simmetria cilindrica

$$Rt = \int_{R1}^{R2} dR$$

$$Rt = \int_{R1}^{R2} \frac{1}{\lambda 2\pi r l} dr$$

$$R_t = \frac{\ln \frac{R_2}{R_1}}{2\pi l \lambda}$$

$$Q = \frac{\Delta T}{R_t} = \frac{\Delta T 2\pi l \lambda}{\ln \frac{R_2}{R_1}}$$

6.4 Scambio termico per convezione

Una seconda modalità di trasmissione del calore, oltre a quella per conduzione prima illustrata, è la convezione termica. Essa ha luogo quando almeno uno dei due corpi che si scambiano calore è un fluido.

Condizione necessaria perché il fenomeno avvenga è che il fluido sia posto, o possa porsi, in moto relativo rispetto all'altro corpo con cui scambia calore. Ne segue che la convezione può avvenire tra un solido ed un liquido, tra un solido ed un aeriforme, tra un liquido ed un aeriforme, ma anche tra due liquidi immiscibili.

In generale si può affermare che la convezione avviene in seno al fluido in uno spazio limitato che ha inizio all'interfaccia tra il fluido e l'altro corpo e fine ad una distanza che dipende dal caso in esame, ma che è comunque alquanto ridotta.

Il moto relativo del fluido può avere cause differenti. Può, ad esempio, essere dovuto a dispositivi meccanici (ventilatori, pompe ecc.) o a fenomeni naturali (vento, correnti marine ecc.) che impongono al fluido una certa velocità. La convezione viene allora detta forzata.

Quando invece il moto è generato proprio dallo scambio termico in corso, il quale, per il fatto di modificare le caratteristiche termodinamiche del fluido ed in particolare la sua densità, origina uno spostamento di massa; dato che volumi di fluido con più bassa densità tendono a salire richiamando al loro posto volumi di fluido con densità maggiore. La convezione viene allora detta naturale o libera. La distinzione tra i due tipi di convezione non

è netta e spesso nelle situazioni reali essi coesistono. Si tratta di due situazioni estreme cui è spesso utile ricondurre i fenomeni reali per ottenere semplificazioni analitiche.

Nella convezione le modalità microscopiche di trasmissione dell'energia sono le medesime che nel caso della conduzione. La sostanziale differenza sta nel fatto che, essendo il fluido in moto, al trasporto di energia dovuto alle interazioni molecolari si somma il moto di materia che veicola tale energia nello spazio e nel tempo. Se il fluido restasse fermo il meccanismo di trasmissione del calore al suo interno sarebbe quello di conduzione e l'energia si trasmetterebbe tra le particelle senza moto macroscopico di materia.

Gli effetti della trasmissione di calore e quelli del moto del fluido sono intimamente congiunti nel veicolare l'energia all'interno del fluido, si accennerà nel prossimo paragrafo brevemente alle proprietà dei fluidi reali e alle leggi che ne governano il moto.

6.5 Cenni al moto dei fluidi

In base alla rappresentazione particellare della materia, è possibile associare ad ogni

particella di un fluido in moto una velocità \mathbf{w} . La regione dello spazio in cui si svolge il moto del fluido è definita attraverso un campo vettoriale $\mathbf{w}(x,y,z)$. E' evidente che la velocità sarà funzione solo delle tre coordinate x,y,z quando il moto del fluido è di tipo *stazionario o permanente*, ovvero costante nel tempo. In caso di moto non stazionario, invece, la velocità sarà una funzione anche del tempo: $\mathbf{w}(x,y,z,t)$.

E' importante ricordare come il moto di un fluido possa avvenire secondo due modalità differenti in corrispondenza delle quali i regimi di flusso vanno rispettivamente sotto il nome

di regime laminare e regime turbolento. Nel regime di moto **laminare**, il fluido procede in modo ordinato e regolare: le linee di flusso (filetti fluidi), che corrispondono alle traiettorie delle sue particelle, sono parallele tra loro. Di conseguenza non si ha mescolamento tra parti diverse del sistema fluido in moto. E' possibile definire per le diverse grandezze fisiche in ogni punto del fluido e per ogni istante di tempo un ben determinato valore numerico. In genere l'ordine viene dettato da una superficie solida che «organizza» nelle sue vicinanze il moto delle molecole fluide. Diversamente, nel caso di moto **turbolento**, le traiettorie del fluido sono tortuose e complesse con continui processi di mescolamento in seno alla corrente tra masse di fluido di zone differenti. Sono proprio le distorsioni nelle linee di flusso che, se si amplificano, provocano il formarsi di un regime di moto più caotico e casuale in cui le grandezze fisiche locali variano nel tempo e nello spazio senza seguire leggi determinabili.

Un semplice modello attribuisce il trasporto del momento, del calore e della massa in uno strato turbolento al moto di vortici: a causa della presenza di tale moto il trasporto di massa, momento e calore aumenta omogeneizzando le condizioni del fluido. Se si considera ad

esempio il moto di un fluido dentro una tubazione l'effetto del contributo turbolento rende i profili di velocità e temperatura più uniformi. Il gradiente di velocità (ed il valore dello sforzo tangenziale t) nella zona vicina alla superficie è molto più elevato nel caso turbolento che in quello laminare: i gradienti più elevati rendono più consistente lo scambio termico vicino alla superficie.

La configurazione di moto turbolento è pertanto maggiormente desiderabile in applicazioni ingegneristiche. Tuttavia l'aumento dello sforzo tangenziale t richiede un aumento della potenza richiesta per le pompe o i ventilatori.

L'instaurarsi dell'uno o dell'altro regime è legato alla particolare condizione del sistema in esame ossia alle proprietà del fluido, densità ρ , viscosità μ , al valore della velocità w , alla rugosità della superficie con cui il fluido è a contatto, alle caratteristiche geometriche del sistema considerato attraverso una dimensione caratteristica d . In altri termini il formarsi della turbolenza è vincolato al rapporto tra forze di inerzia e forze viscosi (o di attrito): se questo è a favore delle prime, il regime di moto che si instaura è turbolento.

In ogni caso il regime di moto può essere individuato da un parametro adimensionale che tiene conto di tutte queste grandezze e che corrisponde proprio al rapporto tra forze di inerzia e forze viscosi ossia dal **numero di Reynolds**

In linea generale alti valori di Re corrispondono a moto turbolento, mentre bassi valori del numero di Reynolds descrivono moto laminare. E' possibile poi che in punti diversi di un fluido in moto si abbiano regimi di moto differenti. E' quello che succede ad esempio su di

una lastra piana lambita da un fluido. Nelle vicinanze della lastra, dopo averne incontrato l'attacco, il fluido modifica il proprio regime di moto e si sviluppa il moto laminare. Lontano dalla lastra se la velocità è sufficientemente elevata si avrà invece una regione di moto turbolento pienamente sviluppato. Analizzando lo strato limite si possono individuare nel suo spessore tre zone:

- a) un sottostrato laminare, in cui il fenomeno di trasporto è prevalentemente di tipo conduttivo e in cui i profili di velocità sono quasi lineari;
- b) una regione intermedia, nella quale i fenomeni di trasporto sono sia conduttivi che macroscopici;
- c) la zona turbolenta, in cui il trasporto di massa ed energia è di tipo macroscopico.

Per la lastra piana si ottiene sperimentalmente che la transizione tra i due regimi di moto si verifica per valori del numero di Reynolds compresi tra 10^5 e 3×10^6 .

Per moto all'interno di condotte, il valore di Reynolds critico si riduce a 2300 (anche se occorre superare 10 000 per avere turbolenza pienamente sviluppata).

6.6 Studio della convezione

E' intuibile che i fenomeni fluidodinamici non sono indipendenti da quelli termici, il campo della velocità e quello della temperatura nel fluido sono strettamente connessi e ne consegue che nello studio della convezione i processi termici e dinamici devono essere affrontati simultaneamente. Il campo termofluidodinamico è noto quando in ogni punto sono noti (eventualmente anche in funzione del tempo) i valori di tutte le variabili che definiscono lo stato cinematico e termodinamico del fluido.

In molti casi, per la descrizione del campo termofluidodinamico sono necessarie 5 equazioni differenziali indipendenti (2 per le variabili termodinamiche e 3 per le componenti della velocità). In genere le cinque equazioni utilizzate sono: il bilancio della massa, il bilancio dell'energia (ciascuno espresso da un'equazione scalare) e l'equazione della quantità di moto (che è una grandezza vettoriale) che viene espressa mediante le tre equazioni scalari

delle componenti x, y, z . Data la complessità delle suddette equazioni e le difficoltà nella loro soluzione anche con metodi numerici, nello studio della trasmissione del calore per convezione è quasi indispensabile l'analisi sperimentale su modelli fisici. La generalizzazione dei risultati sperimentali avviene attraverso dei coefficienti adimensionali che caratterizzano dal punto di vista geometrico e termofisico la configurazione fisica studiata.

6.6.1 Strati limite dinamico

Si consideri il moto di un fluido lungo una piastra piana. Si assuma che il moto sia prevalentemente in direzione parallela alla piastra considerata in modo da poter considerare solo la componente della velocità parallela appunto alla parete u . Sufficientemente lontano dalla parete si può ritenere $u = u_{\infty}$ (corrente indisturbata). In vicinanza alla parete, le particelle a contatto con la superficie stessa assumono velocità nulla.

Queste particelle, a causa della viscosità del fluido, ritardano il moto delle particelle adiacenti sino ad una distanza $y = \delta$ dalla superficie, distanza alla quale l'effetto descritto diviene trascurabile. Le diverse particelle di fluido in moto quindi a velocità diverse esercitano le une sulle altre uno sforzo tangenziale τ , che agisce lungo piani paralleli alla piastra.

Al crescere della distanza dalla superficie considerata cresce la componente della velocità parallela alla superficie sino al valore della corrente indisturbata u_{∞} ; al crescere della distanza dal bordo di ingresso, cresce lo spessore δ dello strato limite aumentando gli effetti della viscosità nel flusso. Viene definito come strato limite la regione nella quale si manifesta un gradiente di velocità rilevante, con uno sforzo tangenziale proporzionale al gradiente stesso; lo spessore locale δ dello strato limite è tale che risulta $u(\delta) = 0,99 u_{\infty}$.

6.6.2 Strato limite termico

Come per lo strato limite dinamico, nelle vicinanze di una parete lambita da un fluido si manifesta uno strato limite termico nel caso vi sia differenza di temperatura tra parete e fluido. Si consideri una lastra piana isoterma (a temperatura T_w) lambita all'ingresso da un fluido a temperatura $T_\infty < T_w$: all'imbocco il profilo termico è uniforme essendo $T(y) = T_\infty$. Le particelle di fluido in contatto con la piastra assumono temperatura uguale a quella della

piastra stessa raggiungendo con questa l'equilibrio termico. A loro volta queste particelle scambiano energia con le particelle degli strati adiacenti sino allo spessore δ_t oltre il quale si

verifica che la temperatura è pari a quella del fluido indisturbato T_∞ . In particolare lo spessore dello strato limite termico è quello per il quale risulta:

$$\frac{T_w - T}{T_w - T_\infty}$$

Al crescere della distanza dal bordo di ingresso, cresce lo spessore δ_t dello strato limite aumentando gli effetti dello scambio termico nel flusso. E' interessante notare che, nello strato limite termico, per una distanza x qualsivoglia dal bordo di ingresso e per una superficie infinitesima dA , a distanza $y=0$ dalla parete, può essere applicata la relazione di scambio termico conduttivo (calcolato con il postulato di Fourier). Indicando con λ_f conducibilità termica del fluido [$W/(m \times K)$] si ha:

$$q'' = \lambda_f \left. \frac{\partial T}{\partial y} \right|_{y=0} \quad (6.5)$$

Per la verità un simile meccanismo di trasmissione dell'energia ha luogo anche negli strati successivi a distanza $y>0$ dalla parete quando il fluido è in moto laminare. Se il fluido è caratterizzato da moto laminare lo scambio termico in direzione perpendicolare al moto del fluido avviene unicamente per conduzione.

Una situazione drasticamente diversa, invece, è quella relativa al moto turbolento. In questo caso il meccanismo di conduzione del calore da particella a particella è potenziato dall'instaurarsi di innumerevoli vortici che favoriscono lo scambio di energia interna tra le diverse zone di fluido.

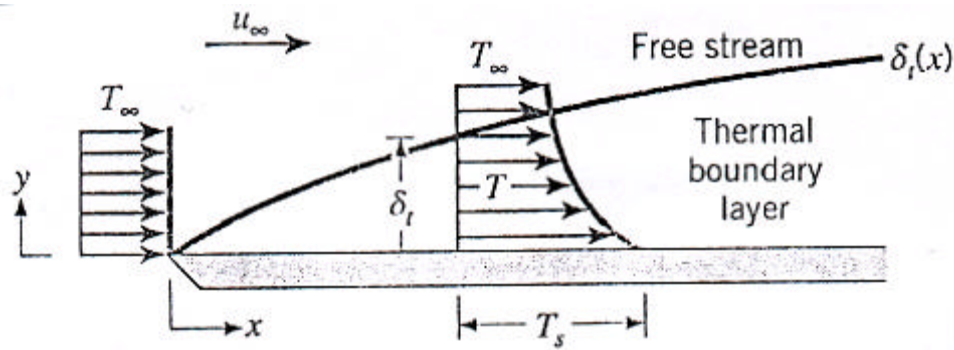


Figura 6.5: Strato limite termico su lastra piana

I casi pratici in cui il fenomeno di convezione è contraddistinto solo da moto del fluido di tipo laminare sono tuttavia un'eccezione. Nella maggior parte dei casi, infatti, nel fenomeno di convezione sono compresenti entrambi i tipi di moto: il moto laminare contraddistingue infatti zone di fluido prossime alla parete mentre il moto turbolento caratterizza zone di fluido che distano un po' di più dalla parete. Il passaggio da un tipo di moto all'altro avviene gradatamente cosicché, in una zona di fluido intermedia alle due precedenti, si genera un tipo di moto misto. E' chiaro poi a questo punto come moto del fluido e convezione siano fenomeni intimamente connessi e quindi nell'esaminare un qualsiasi problema di convezione è per prima cosa indispensabile precisare il regime di moto.

6.7 Descrizione della convezione

Si consideri un fluido a temperatura T_∞ che si muove a velocità V lungo una superficie di area A e forma arbitraria. Tale superficie abbia una temperatura uniforme diversa da T_∞ . Il flusso termico q'' scambiato per convezione tra superficie e fluido in ogni punto della superficie considerata può essere espresso dalla relazione di Newton:

$$q'' = h(T_w - T_\infty) \quad (6.6)$$

in cui h è il *coefficiente di scambio termico locale per convezione*, $[W/(m^2K)]$.

La potenza termica scambiata q dall'intera superficie A , poiché le condizioni di moto variano lungo la superficie stessa, sarà ottenuta da:

$$q = \int q'' dA = (T_\infty - T_w) \int h dA \quad (6.7)$$

ovvero, definendo un *coefficiente di scambio termico per convezione medio* h^* come:

$$h^* = \frac{1}{A} \int h dA$$

e quindi:

$$q = h^* A (T_w - T_\infty) \quad (6.8)$$

In genere poi quando si parla di coefficiente di convezione nelle applicazioni pratiche si intende il coefficiente medio.

Noto il valore di h è possibile valutare il flusso di calore quindi la sua determinazione costituisce il problema fondamentale della convezione termica. Purtroppo dare un valore a h non è facile dal momento che esso dipende sia dalle proprietà del fluido (viscosità, densità, conduttività termica, calore specifico) sia dalla configurazione geometrica e dalle condizioni di moto.

E' interessante notare che, nello strato limite termico, per una distanza x qualsivoglia dal bordo di ingresso e per una superficie infinitesima dA , a distanza $y=0$ dalla parete, può essere applicata la relazione di scambio termico che eguaglia il flusso termico convettivo a quello conduttivo (calcolato con il postulato di Fourier). Indicando con λ_f conducibilità termica del fluido si ha:

$$q'' = h(T_w - T_\infty) = -\lambda_f \frac{\partial T}{\partial y} \Big|_{y=0} \quad (6.9)$$

Alla superficie infatti, poiché non vi è moto del fluido, l'energia termica è trasferita per conduzione. Si può quindi esprimere il coefficiente di scambio convettivo nel seguente modo:

$$h = \lambda_f \frac{\frac{\partial T}{\partial y} \Big|_{y=0}}{(T_w - T_\infty)} \quad (6.10)$$

che indica la forte influenza del gradiente di temperatura alla superficie di separazione fluido-parete sullo scambio termico convettivo.

Se ci si rapporta ad una lunghezza L caratterizzante la geometria del sistema (diametro della tubazione, lunghezza della parete) la 12.16 diviene, dopo aver moltiplicato ambo i membri

per L:

$$\frac{hL}{\lambda_f} = \frac{\frac{\partial T}{\partial y}|_{y=0}}{(T_w - T_\infty)} \quad (6.11)$$

Il raggruppamento adimensionale:

$$Nu = \frac{hL}{\lambda_f} \quad (6.12)$$

prende il nome di numero di Nusselt e rappresenta il rapporto tra il calore che viene scambiato per convezione, tra la superficie ed il fluido, ed il calore che la stessa superficie scambierebbe per conduzione attraverso uno strato di fluido fermo di spessore L. Maggiore è il valore del numero di Nusselt maggiore è l'influenza del trasporto di massa nello scambio termico.

Appare già a questo punto evidente che nello studio della convezione l'obiettivo fondamentale è la valutazione del coefficiente di convezione e che lo stesso può ritenersi noto se e noto il numero di Nusselt.

La valutazione di quest'ultimo può essere svolta riferendosi a relazioni sperimentali che legano tra loro diversi valori sperimentali tabellati. Risulta in particolare

$$Nu = c (Gr Pr)^n \quad (6.13)$$

Dove Pr è il numero di Prandtl che rappresenta il rapporto tra la disponibilità del fluido a trasportare quantità di moto e la sua disponibilità a trasportare calore. Esso dipende dalla natura del mezzo e dal suo stato fisico Gr è il numero di Grashof e rappresenta il rapporto tra le forze di inerzia di galleggiamento e le forze viscosse.

6.8 Convezione Forzata

Molte applicazioni ingegneristiche riguardano scambi termici con fluidi il cui moto è provocato dall'azione di pompe, ventilatori, ecc. si parla in questo caso di convezione forzata e per una determinata geometria, si ricava:

$$Nu = f(Re, Pr) \quad (6.14)$$

Sono cioè importanti le forze di inerzia e le forze viscosse, mentre si trascurano quelle di galleggiamento (dunque non compare il numero di Grashof). In definitiva, per una data geometria, il numero di Nusselt Nu deve essere funzione di Re e Pr e, nota tale funzione, dall'indagine sperimentale, anche per diversi fluidi con diversi valori di w ed L , è possibile determinare dal valore di Nusselt quello di h e quindi il flusso termico scambiato per convezione localmente. Ovviamente il tipo di funzione per lo stesso sistema sarà diverso a

seconda che ci si trovi in condizioni di moto laminare o moto turbolento; condizioni individuabili attraverso il valore del numero di Reynolds.

6.9 Convezione naturale

Nella convezione naturale, il moto del fluido è dovuto alla presenza di forze di galleggiamento, cioè alla contemporanea presenza di un campo di forze di volume (es. gravitazionali) e al gradiente di densità del fluido.

Le forze di inerzia e quelle viscosse restano importanti, ma un ruolo più importante è giocato dalle forze di galleggiamento.

Anche per la convezione naturale, può essere determinato il numero di Nusselt Nu in funzione di altri parametri adimensionali, che, in questo caso, sono Gr e Pr :

$$Nu = f(Gr, Pr) \quad (6.15)$$

6.10 Modello termico equivalente macchina a flusso trasverso

Questa tipologia di macchina, come tutte quelle elettriche, è sede di perdite per effetto joule nei conduttori di armatura nel ferro e nei magneti per isteresi e correnti parassite, oltre ovviamente a quelle meccaniche connesse con la presenza dei cuscinetti.

Tali perdite, determinano un innalzamento della temperatura delle parti costituenti la macchina rispetto alla temperatura dell'ambiente in cui sono chiamate a funzionare. Il valore delle temperature che a regime termico raggiungono le varie parti di macchina, dipendono dal suo ciclo di lavoro, dal peso di ciascuno dei fattori di perdita e dalla geometria di macchina. Quest'ultima oltre ad incidere sul valore di molte di esse, determina le forme e le aree delle superfici di scambio e con esse influenza la velocità con cui la macchina è in grado di scambiare calore con l'esterno. Ciò vale, ovviamente, in assenza di sistemi di refrigerazione della cui eventuale presenza bisogna tener conto. Tra i vari elementi di macchina sicuramente quello più vulnerabile è l'avvolgimento di armatura la cui vita media è legata a quella degli isolanti e dunque, a parità di caratteristiche, allo stress termico che sono chiamati a sostenere durante il funzionamento della macchina. Per esso bisogna garantire, a meno di non ammettere una drastica riduzione della vita di macchina, che la sua temperatura si mantenga al di sotto della sua temperatura limite per il ciclo di lavoro assegnato alla macchina e per la classe di isolamento scelta. Lo stesso avvolgimento, inoltre, è almeno in generale, la sede delle perdite di maggior valore numerico.

Con riferimento al TFPM la potenza termica scambiata con l'ambiente esterno può essere espressa mediante la relazione:

$$\mathcal{Q} = \Delta T \frac{1}{R_{eq}} \quad (6.16)$$

Con R_{eq} la resistenza termica equivalente offerta dalla macchina.

La quantità \mathcal{Q} può essere vista come somma della potenza termica \mathcal{Q}_a scambiata nella direzione assiale e \mathcal{Q}_r scambiata nella direzione radiale. Di queste la prima può essere a sua volta vista come somma di due contributi uno \mathcal{Q}_{ai} diretto verso l'interno della macchina e quindi interamente riguardante lo statore, l'altro \mathcal{Q}_{ae} diretto verso l'esterno della macchina quindi riguardante lo statore, il traferro, i magneti ed il ferro di rotore, lo spazio compreso tra la carcassa ed il rotore, la carcassa e l'ambiente esterno.

\mathcal{Q}_a = potenza termica scambiata assialmente

\mathcal{Q}_r = potenza termica scambiata radialmente

La determinazione di ciascuna delle componenti di flusso termico consentirà di determinare, sotto l'ipotesi qui assunta, di comportamento lineare il valore della temperatura assunta dall'avvolgimento di macchina.

6.10.1 Determinazione del flusso termico in direzione radiale diretto verso l'esterno di macchina \mathcal{Q}_r

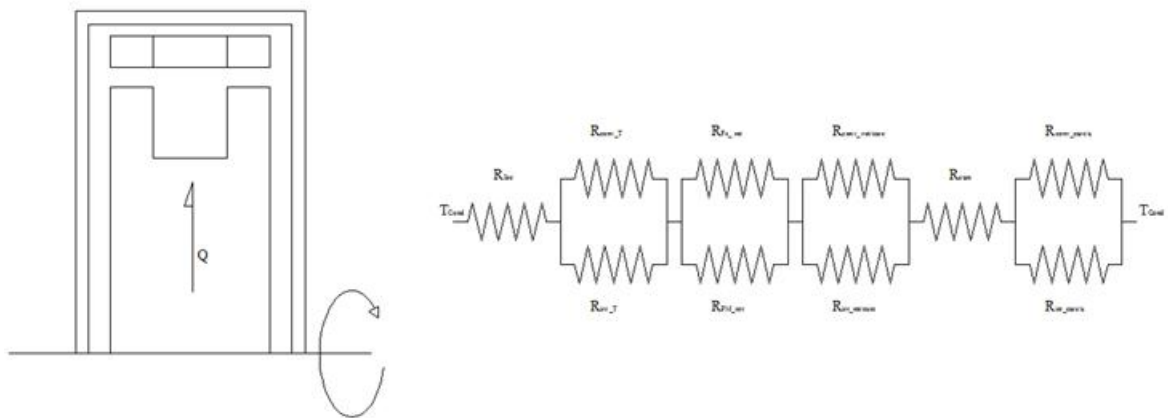


Fig. 6.6 :Andamento del flusso termico in direzione radiale verso l'esterno macchina circuito elettrico equivalente

Detta T_c la temperatura del conduttore costituente l'avvolgimento di armatura, il flusso termico incontra la resistenza termica conduttiva R_{iso} dovuta alla presenza dell'isolante che risulta espressa da:

$$R_{iso} = \frac{s_{iso}}{k_{iso} s_{iso}} \quad (6.17)$$

Il traferro si oppone al flusso termico con il parallelo di due resistenze R_{convT} ed, R_{irrT} , rispettivamente convettiva di traferro e di irraggiamento di traferro. Queste, che risultano in parallelo tra loro ed in serie a R_{iso} saranno rispettivamente espresse da:

$$R_{convT} = \frac{1}{h_{convT} A} \quad (6.18)$$

Dove h_{convT} è la conduttanza convettiva di traferro espressa da:

$$h_{convT} = \frac{Nu \cdot k_o}{\delta} \quad (6.19)$$

con k_o la conducibilità termica dell'aria e δ lo spessore di traferro.

Il termine Nu è invece il numero di Nusselt che può essere visto come il rapporto tra il flusso scambiato per convezione e quello che sarebbe scambiato per conduzione nel caso di fluido fermo. Il valore del numero di Nusselt può essere determinato considerandone il legame con il numero di Grashof e quello di Prandl contenuto nella relazione:

$$Nu = c(Gr \cdot Pr)^n \quad (6.20)$$

In particolare il numero di Grashof, esprimendo il rapporto tra le forze di galleggiamento e quelle viscosive valuta se il moto del fluido è laminare o turbolento. Il numero di Prandl infine è dato dal rapporto tra lo strato limite meccanico e quello termico.

Mediante l'uso di apposite tabelle è possibile ricavare i valori assunti da Gr e Pr e dunque Nu da cui h_{convT} essendo noto lo spessore δ .

Considerazioni analoghe consentono la determinazione di h_{irrT} relativa all'irraggiamento.

Superato il traferro il flusso termico incontra la resistenza termica di conduzione di rotore che espone parti in ferro e parti costituite da PM. La resistenza complessiva è ancora il parallelo tra le due resistenze termiche rispettivamente espresse da:

$$R_{fe_rot} = \frac{\frac{R_{rot}}{\ln \frac{R_{rot}}{R_{rot}}}}{k_{Fe} S_{Fe}} \quad (6.21)$$

$$R_{PM_rot} = \frac{\frac{R_{rot}}{\ln \frac{R_{rot}}{R_{rot}}}}{k_{PM} S_{PM}} \quad (6.22)$$

Superato il rotore il flusso incontra ancora una resistenza termica dovuta allo strato d'aria di spessore λ separa il rotore dalla carcassa esterna ($R_{conv_r/c}$ parallelo $R_{irr_r/c}$) e poi la resistenza di conduzione della carcassa R_c . Infine lo scambio termico avviene con l'ambiente esterno per convezione ed irraggiamento e ciò giustifica l'ulteriore serie con il parallelo tra le resistenze termiche R_{conv_a} e R_{irr_a} (scambio per convezione carcassa ambiente, scambio per irraggiamento carcassa ambiente).

Con il significato dei simboli detti, risulta per lo scambio rotore carcassa:

$$R_{conv_r/c} = \frac{1}{h_{convT} A} \quad (6.23)$$

$$h_{convT} = \frac{Nu \cdot Ko}{\lambda} \quad (6.24)$$

$$R_{irr_r/c} = \frac{1}{h_{irrT} A} \quad (6.25)$$

per lo scambio conduttivo carcassa ambiente:

$$R_{carc} = \frac{\ln \frac{R_{carc}}{r_{carc}}}{k_{carc} S_{carc}} \quad (6.26)$$

6.10.2 Determinazione del flusso termico in direzione assiale diretto verso l'interno di macchina *gr*

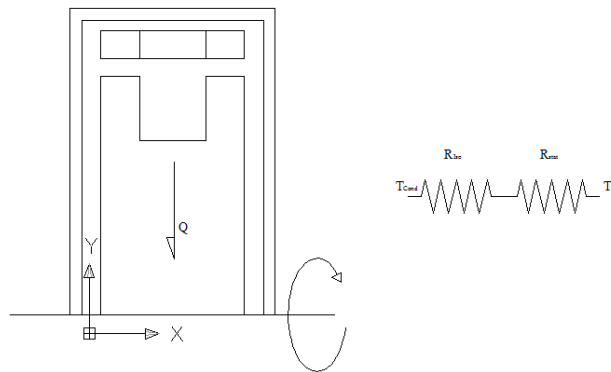


Fig 6.7 :Andamento del flusso termico in direzione radiale verso l'interno circuito elettrico equivalente

Come già anticipato il flusso termico in direzione radiale diretto verso l'interno macchina incontra unicamente la serie tra la resistenza conduttiva dello strato isolante e quella, ancora conduttiva dello spessore radiale dello statore. Detto scambio termico avviene tra le temperature T_c del conduttore e T_s dello statore supposto isotermico.

Risulta:

$$R_{iso} = \frac{s_{iso}}{k_{iso} S_{iso}} \quad (6.27)$$

$$R_{stat} = \frac{R_{istat}}{k_{stat} 2\pi R_{i_stat} l} \quad (6.28)$$

Dove R_{i_stat} è il raggio interno di statore ed l il suo ingombro nella direzione assiale

6.10.3 Determinazione del flusso termico in direzione assiale \mathcal{G}_a

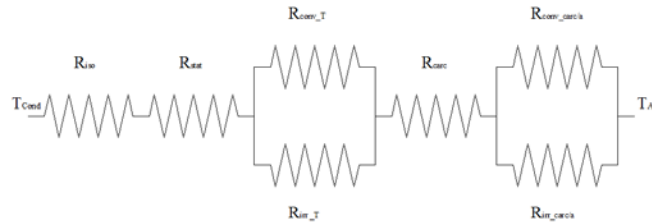


Fig 6.8: Andamento del flusso termico in direzione radiale verso l'esterno circuito elettrico equivalente

Il circuito equivalente della figura precedente, mostra che il flusso termico nella direzione assiale incontra la resistenza termica di conduzione offerta dall'isolante, quindi quella di convezione ed irraggiamento dello strato d'aria che separa lo statore dal rotore. In serie a queste, la resistenza termica equivalente di conduzione costituita dal parallelo della resistenza termica del magnete nella direzione assiale e quella del ferro di rotore nella stessa direzione.

Come nel caso precedente completano il circuito equivalente la resistenza convettiva e di irraggiamento dello strato d'aria compreso tra rotore e carcassa, la resistenza di conduzione della carcassa ed il parallelo tra la resistenza convettiva e di irraggiamento che regolano con il loro parallelo lo scambio termico carcassa ambiente.

$$R_{iso_assiale} = \frac{s_{iso}}{k_{iso} S_{iso}} ; \text{conduttiva isolante nella direzione assiale}$$

$$R_{stat_assiale} = \frac{s_{stat\ ass}}{k_{stat} S_{stat}} ; \text{conduttiva statore nella direzione assiale}$$

$$R_{conv_stat/traf} = \frac{1}{h_{lconv} T A} ; \text{convettiva strato aria statore rotore nella direzione assiale}$$

$$h_{lconv} = \frac{Nu Ko}{\Delta l} \text{ coefficiente medio di conduttanza convettiva strato aria statore rotore}$$

$$R_{irr_stat/traf} = \frac{1}{h_{lirr} T A} \text{ di irraggiamento nello strato aria statore rotore nella direzione assiale}$$

$$R_{carc} = \frac{s_{carc}}{k_{carc} S_{carc}} \text{ conduttiva della carcassa nella direzione assiale}$$

A cui vanno aggiunte le medesime resistenze termiche viste prima inerenti allo scambio convettivo e per irraggiamento tra carcassa e ambiente esterno.

Si osserva esplicitamente che il flusso di potenza termica in direzione assiale, interessa entrambe le superfici laterali di macchina. Se quest'ultima è monostadio esiste una perfetta simmetria che consente di concludere che detto flusso è pari a due volte quello attraverso una delle due superfici laterali di macchina. Nel caso di configurazioni multistadio, invece, va tenuta che uno stadio esterno scambia assialmente calore con l'ambiente su un lato mentre sull'altro la temperatura della sua superficie considerata isoterma è pari a quella dello stadio ad essa adiacente. Gli stadi intermedi scambiano calore per effetto di $\square T$ che d
entrambi dal valore della temperatura degli stadi che lo affiancano.

6.11 Modello termico macchina a flusso radiale

Assunta, come nel caso di macchina a flusso trasverso l'ipotesi di linearità e dunque di validità del principio di sovrapposizione degli effetti, la potenza termica può essere letta come somma dei contributi \mathcal{Q}_a nella direzione assiale e \mathcal{Q}_r in quella radiale. La prima, ancora similmente a quanto visto in precedenza può essere a sua volta vista come somma di due termini; uno \mathcal{Q}_{ae} rappresentativo del flusso di potenza termica in direzione assiale diretto verso l'esterno della macchina, l'altro \mathcal{Q}_{ai} ancora nella stessa direzione ma verso l'interno della macchina.

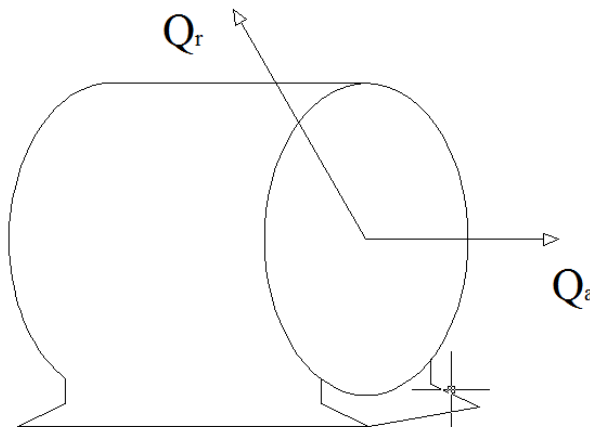


Fig. 6.9 direzione dei flussi termici nella macchina radiale

$$\begin{aligned} \mathcal{Q} &= \mathcal{Q}_a + \mathcal{Q}_r \\ \mathcal{Q}_a &= \mathcal{Q}_{ae} + \mathcal{Q}_{ai} \\ \mathcal{Q} &= \mathcal{Q}_{ae} + \mathcal{Q}_{ai} + \mathcal{Q}_r \end{aligned} \quad (6.29)$$

Essendo in forza dell' equazione di Fourier:

$$\dot{Q} = \frac{\Delta T}{R}$$

andranno determinate le resistenze termiche per ciascuno dei contributi di flusso termico.

6.11.1 Determinazione del flusso termico in direzione radiale verso l'esterno della macchina

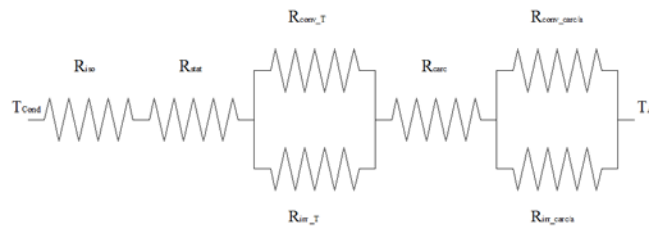


Fig. 6.10: circuito equivalente macchina radiale flusso nella direzione radiale verso l'esterno

Il flusso termico incontra nella direzione radiale verso l'esterno della macchina la resistenza termica di conduzione dell' isolante. In serie ad essa quella ancora conduttiva del ferro di statore, quindi il parallelo rappresentativo delle resistenze termiche per convezione ed irraggiamento relative allo strato di aria che separa lo statore dalla carcassa. Infine come già visto per la macchina TFPM la resistenza di conduzione della carcassa ed il parallelo descrivente lo scambio termico per convezione ed irraggiamento carcassa ambiente.

Risulta:

$$R_{iso} = \frac{\frac{R_{s_iso}}{\ln \frac{R_{o_iso}}{R_{i_iso}}}}{2\pi L K_{iso}} \quad (6.30)$$

$$R_{stat} = \frac{\frac{R_{s_stat}}{\ln \frac{R_{o_stat}}{R_{i_stat}}}}{2\pi L K_{stat}} \quad (6.31)$$

$$R_{convS/a} = \frac{1}{A h_c} \quad (6.32)$$

$$R_{irrS/a} = \frac{1}{A h_i} \quad (6.33)$$

$$h_c = \frac{N_u k_c}{y} \quad (6.34)$$

Con N_u numero di Nusselt il cui valore è tabellato in funzione anche del numero di Grashof che definisce se il moto è laminare o turbolento.

Per intercapedini contenenti aria è:

$$N_u = 0.195 Gr^{0.25} \text{ se il moto è laminare (} 10^4 < Gr < 10^5 \text{)}$$

$$N_u = 0.068 Gr^{0.33} \text{ se il moto è turbolento (} Gr > 4 \cdot 10^5 \text{)}$$

Con G_r dato da:

$$G_r = \frac{g \beta \delta \Delta T (y)^3}{\nu^2} \quad (6.35)$$

Infine:

$$h_i = \sigma (T_{st}^2 + T_{car}^2) (T_{stat} + T_{car}) \quad (6.36)$$

per la resistenza conduttiva della carcassa risulta:

$$R_{care} = \frac{\ln \frac{R_{s care}}{R_{i care}}}{2\pi L K_{care}} \quad (6.37)$$

Mentre per lo scambio termico carcassa ambiente si ha:

$$R_{conv/a} = \frac{1}{A h_{c2}} \quad (6.38)$$

$$R_{irr/a} = \frac{1}{A h_{i2}} \quad (6.39)$$

Dove h_{c2} ed h_{i2} vanno determinate così come nel caso dello scambio convettivo e per irraggiamento dello statore con la carcassa.

6.11.2 Determinazione del flusso termico in direzione radiale verso l'interno della macchina

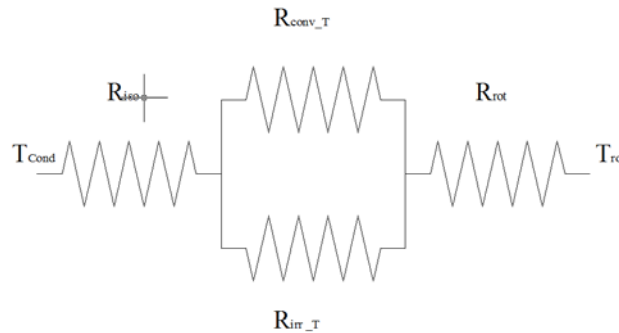


Fig. 6.11: circuito equivalente macchina radiale flusso nella direzione radiale verso l'interno

In questo caso lo scambio termico avviene tra le temperature di T_{cond} del conduttore e quella di rotore T_{rot} tale differenza di temperature promuove un flusso termico radiale diretto verso l'interno della macchina a cui si oppone la resistenza R_{iso} dell'isolante il parallelo di quella convettiva R_{conv_T} e quella di irraggiamento al traferro R_{irr_T} ed infine quella di rotore R_{rot} .

Risulta:

$$R_{iso} = \frac{\frac{R_{s\ iso}}{\ln \frac{R_{i\ iso}}{R_{i\ iso}}}}{2\pi L K_{iso}} \quad (6.40)$$

$$R_{conv_T} = \frac{1}{A h c} \quad (6.41)$$

$$R_{irr_T} = \frac{1}{A h i} \quad (6.42)$$

$$R_{rot} = \frac{\frac{R_{s\ rot}}{\ln \frac{R_{i\ rot}}{R_{i\ rot}}}}{2\pi L K_{rot}} \quad (6.43)$$

6.11.3 Determinazione del flusso termico in direzione assiale

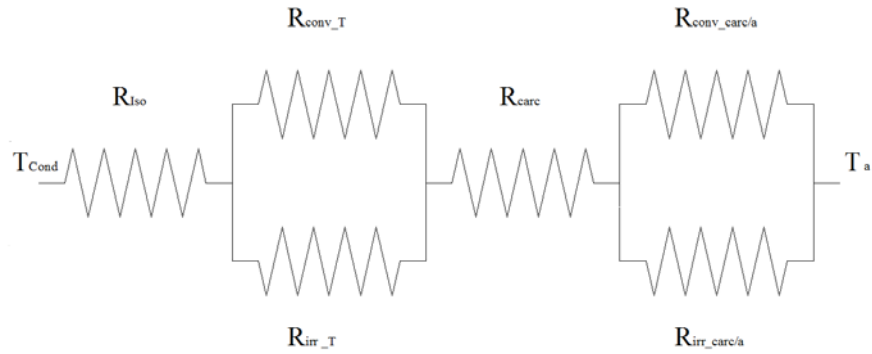


Fig. 6.12: circuito equivalente macchina radiale flusso nella direzione assiale

Con riferimento alla direzione qui considerata per il flusso termico, questi incontra la resistenza di conduzione in direzione assiale dello strato isolante, quindi quella per irraggiamento e convezione dell'intercapedine d'aria compresa tra lo statore ed il rotore. In serie al parallelo di questi il flusso incontra la resistenza di conduzione della carcassa e quindi il parallelo della resistenza di irraggiamento e convezione che regola lo scambio termico tra carcassa ed ambiente. Con lo stesso significato dei simboli fin qui adottato, risulta:

$$R_{iso} = \frac{s_{iso}}{A_l K_{iso}} \quad (6.44)$$

$$R_{conv_T} = \frac{1}{A h_c} \quad (6.45)$$

$$R_{irr_T} = \frac{1}{A h_i} \quad (6.46)$$

$$R_{carc} = \frac{s_{carc}}{A_l K_{carc}} \quad (6.47)$$

$$R_{conv_T} = \frac{1}{A h_c} \quad (6.48)$$

$$R_{irr,T} = \frac{1}{A h_i} \quad (6.49)$$

Il confronto dei modelli termici delle due macchine consente di concludere che la macchina a flusso radiale presenta una maggiore capacità di smaltire potenza termica rispetto a quella a flusso trasverso a parità di superficie di scambio. Dualmente a parità di flusso termico occorre una maggiore superficie di scambio per assicurare il raggiungimento della stessa condizione di regime termico. Il risultato ottenuto consente di procedere al dimensionamento della macchina, in relazione alla sua attitudine di trasferire potenza termica verso l'esterno, utilizzando l'ampia disponibilità di abachi e tabelle presenti in letteratura per macchine a flusso radiale e di adottare ad essi adeguati coefficienti correttivi che tengano conto di quanto appena constatato mediante il modello esposto.

Prove sperimentali e conclusioni

Seguendo l'approccio descritto nei paragrafi precedenti si è dimensionato il circuito magnetico di macchina assumendo quelle del magnete ed il valore dell'induzione al traferro. Con particolare riferimento all'altezza di magnete, si è potuto verificare che, stante la caratteristica di smagnetizzazione del PM scelto (Vacodym 370) pressochè verticale esso presenta una sufficiente immunità del suo punto di lavoro rispetto alla reazione di armatura anche con uno spessore fortemente contenuto e pari a soli quattro millimetri. Tale è stata assunta l'altezza di magnete sia ai fini del dimensionamento delle salienze di rotore che per la prototipazione della macchina.

Si è provveduto a realizzare una campagna di misure a partire dal circuito schematizzato in figura 6.13, ottenendo i risultati riportati in tabella 6.1

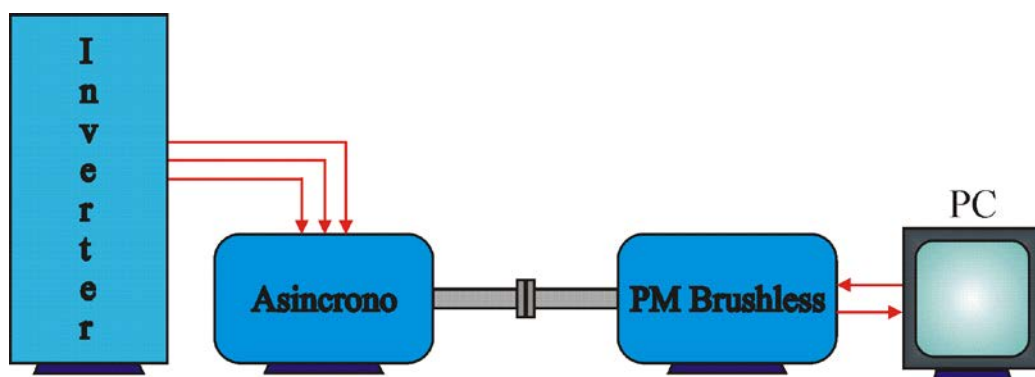


Fig. 6.13: Rilievo sperimentale della f.e.m. indotta ai morsetti di armatura del prototipo

Frequenza inverter (Hz)	Tensione in uscita (V)	Periodo tensione in uscita (ms)	Frequenza tensione in uscita (V)

$f_i = 5 \text{ Hz}$	$V_u = 70.0$	$T = 44.0 \text{ ms}$	$f_u = 22.7 \text{ Hz}$
$f_i = 10 \text{ Hz}$	$V_u = 125.0$	$T = 34.0 \text{ ms}$	$f_u = 29.4 \text{ Hz}$
$f_i = 15 \text{ Hz}$	$V_u = 161.7$	$T = 23.0 \text{ ms}$	$f_u = 43.4 \text{ Hz}$
$f_i = 20 \text{ Hz}$	$V_u = 200.0$	$T = 17.0 \text{ ms}$	$f_u = 59.0 \text{ Hz}$
$f_i = 25 \text{ Hz}$	$V_u = 232.0$	$T = 14.0 \text{ ms}$	$f_u = 71.0 \text{ Hz}$
$f_i = 30 \text{ Hz}$	$V_u = 265.0$	$T = 11.2 \text{ ms}$	$f_u = 89.0 \text{ Hz}$
$f_i = 35 \text{ Hz}$	$V_u = 298.0$	$T = 9.6 \text{ ms}$	$f_u = 104.0 \text{ Hz}$
$f_i = 40 \text{ Hz}$	$V_u = 316.5$	$T = 8.8 \text{ ms}$	$f_u = 114.0 \text{ Hz}$
$f_i = 50 \text{ Hz}$	$V_u = 365.0$	$T = 4.0 \text{ ms}$	$f_u = 250.0 \text{ Hz}$

Tab. 6.1: Risultati campagna prova f.e.m. indotta.

Come evince dalla stessa fig. 6.12 i diversi valori di velocità di rotazione del motore primo sono stati ottenuti a partire dall'alimentazione di quest'ultimo tramite inverter.



Fig. 6.13: accoppiamento motore di lancio-prototipo in configurazione multistadio

I risultati ottenuti hanno permesso di confortare l'ipotesi che la nuova configurazione di macchina pur avendo un circuito magnetico fisicamente unito, mantiene un comportamento mediamente magneticamente disaccoppiato. Per converso le stesse misure hanno evidenziato delle prestazioni inferiori a quelle attese in termini di f.e.m. indotte. Queste lasciano ragionevolmente supporre meno performanti di quelle attese, anche le prestazioni in termini di

coppia nel funzionamento da motore. Dette f.e.m. infatti, pur avendo valori di picco rilevanti anche in corrispondenza di bassi regimi di velocità, hanno una forma d'onda tutt'altro che sinusoidale. Esse presentano al contrario estesi intervalli temporali di nullo con conseguente riduzione del valor medio nel semiperiodo. Ciò trova giustificazione nel fatto che il dimensionamento di magneti è stato condotto individuando la sua altezza come quella strettamente necessaria a conferirgli la voluta robustezza nei confronti dell'effetto smagnetizzante della reazione di armatura. Non si è però tenuto conto che ciò ha determinato la persistenza per gran parte della posizione reciproca statore-rotore di una condizione per cui i denti di statore realizzano una via di richiusura del flusso a bassa riluttanza che non concatena l'avvolgimento di armatura.

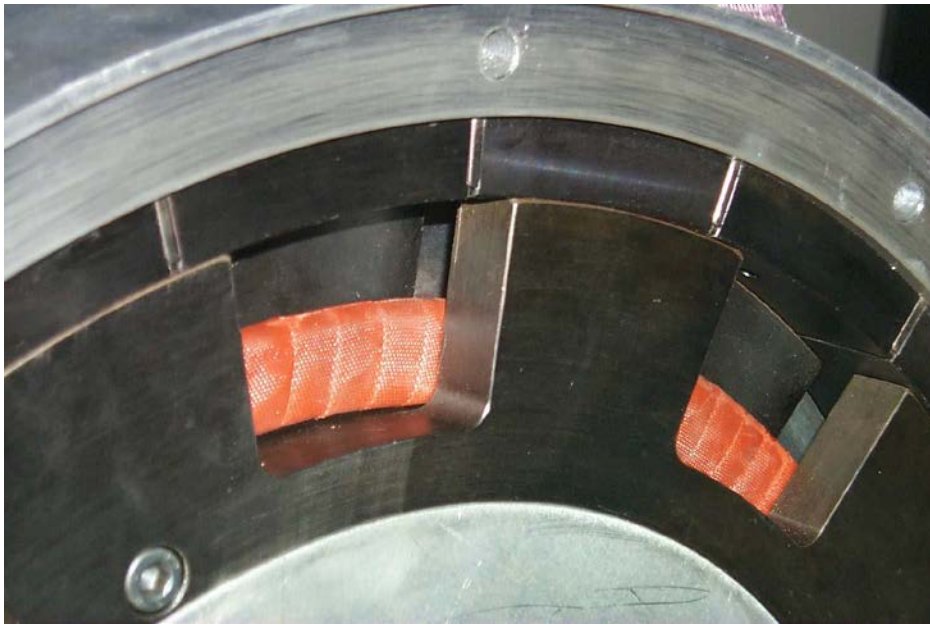


Fig. 6.14 posizione reciproca statore-rotore con dente di statore che shunta il magnete

La fig.6.14 pone in evidenza con maggior chiarezza quanto appena asserito.

Supponendo per semplicità di esposizione che la macchina ruoti in senso orario, la figura mostra che il dente centrale shunta e continuerà a shuntare, fino allo svolgimento di un ampio arco, il magnete impegnato che non potrà pertanto fornire alcun contributo positivo alla conversione elettromagnetica dell'energia.

Per ovviare a tale inconveniente si è provveduto a modificare la geometria di macchina, diminuendo la larghezza di dente a parità della sua sezione offerta al flusso ed aumentando l'altezza di magneti, così come evince dalle figure che seguono.

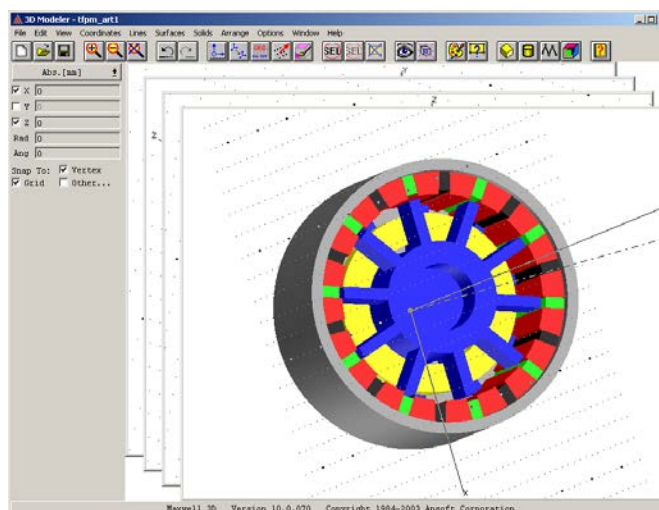


Fig. 6.15: Singolo stadio generatore TFPM visione di insieme implementazione modello Maxwell prototipo modificato.

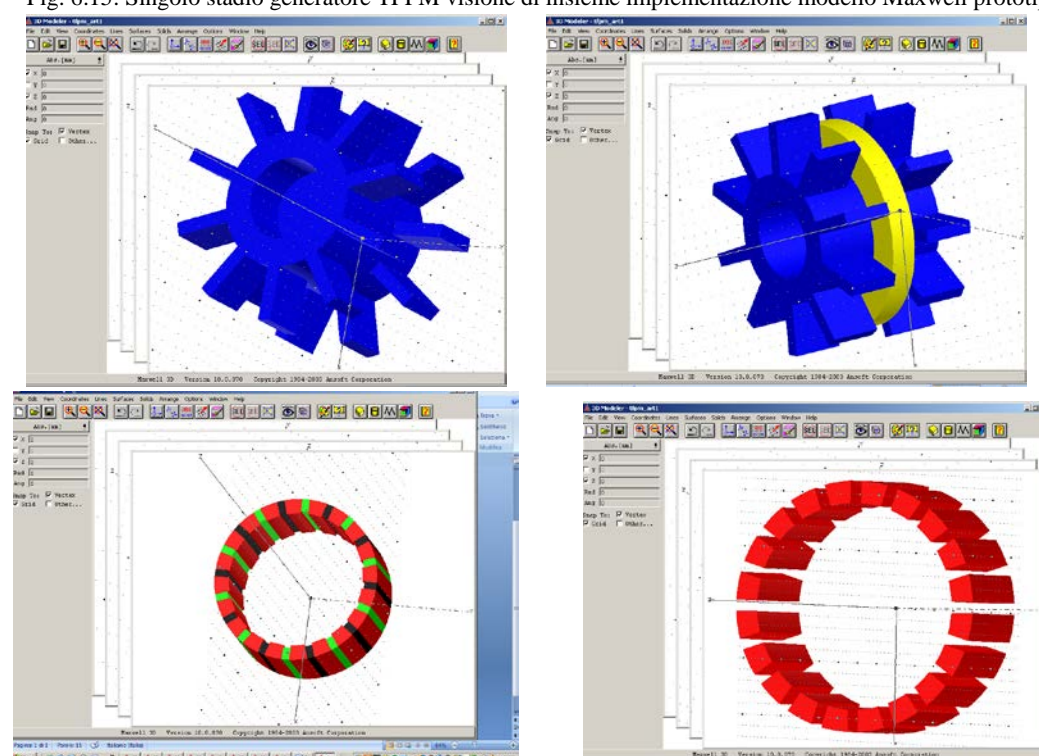


Fig. 6.16: Singolo stadio generatore TFPM parti costitutive, implementazione modello Maxwell prototipo modificato

Il prototipo così modificato è stato oggetto di numerose simulazioni impiegando Maxwell3D di Ansoft.

Gli esiti delle simulazioni hanno confermato che la modifica consente di superare la problematica prima esposta, così come deducibile delle figure che seguono:

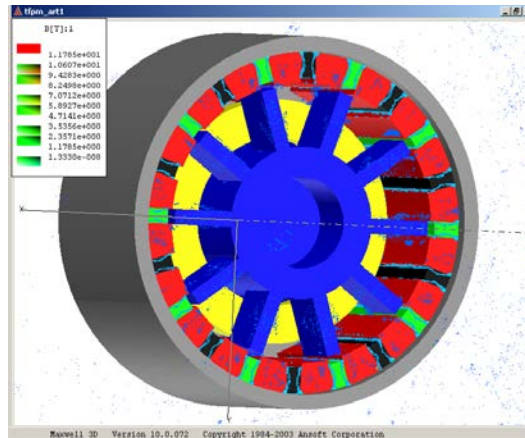


Fig. 6.17: Singolo stadio generatore TFPM Mag B modello Maxwell prototipo modificato

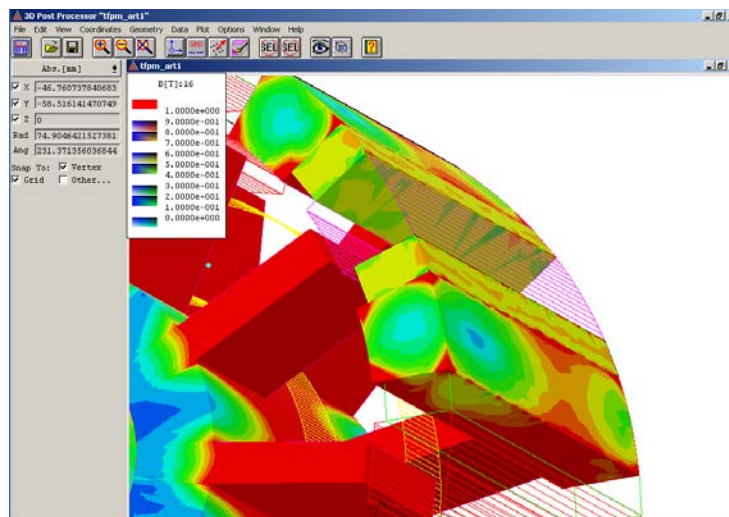


Fig. 6.18: Particolare dello stadio generatore TFPM Mag B modello Maxwell prototipo modificato

Le stesse simulazioni sono state condotte su un secondo modello ottenuto modificando quello appena descritto mediante tagli radiali nella struttura magnetica rotorica. Il modello così ottenuto presenta una geometria tale da superare l'inconveniente detto e di restituire in più un circuito magnetico costituito da elementi salienti fisicamente separati. La struttura così ottenuta presenta una geometria rotorica dello stesso tipo dei TFPM a flusso concentrato già presenti in letteratura.

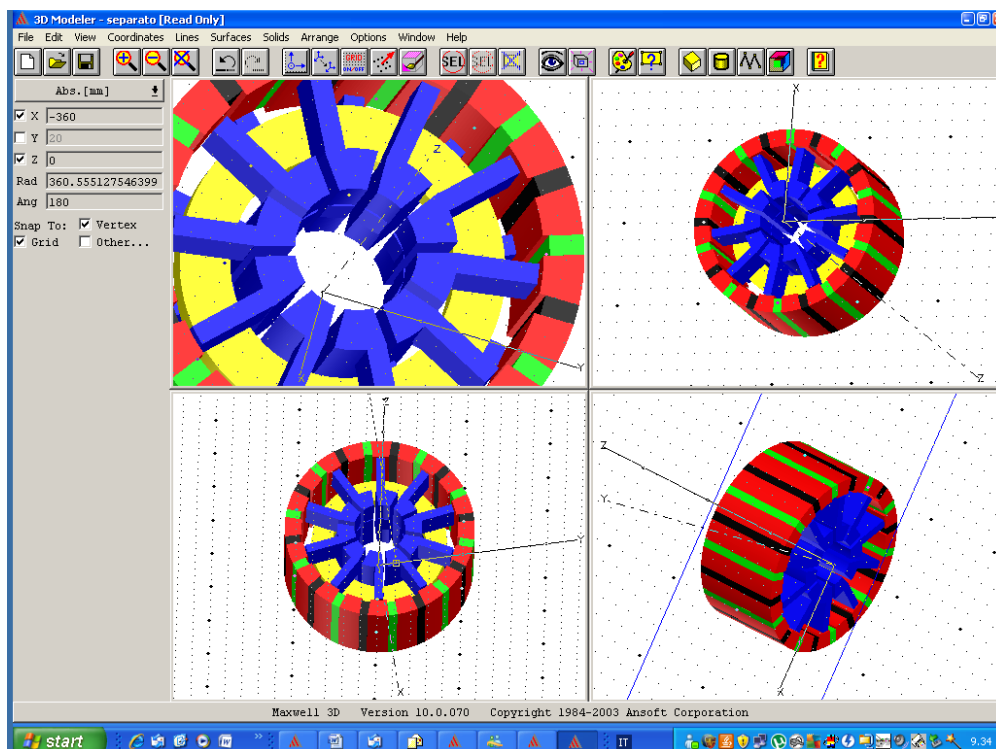


Fig. 6.19: Singolo stadio generatore TFPM modello Maxwell prototipo ulteriore modifica

La circostanza per cui l'ulteriore modifica non ha comportato in simulazione significative variazioni nella distribuzione del campo conforta l'ipotesi di comportamento magnetico mediamente disaccoppiato della struttura proposta.

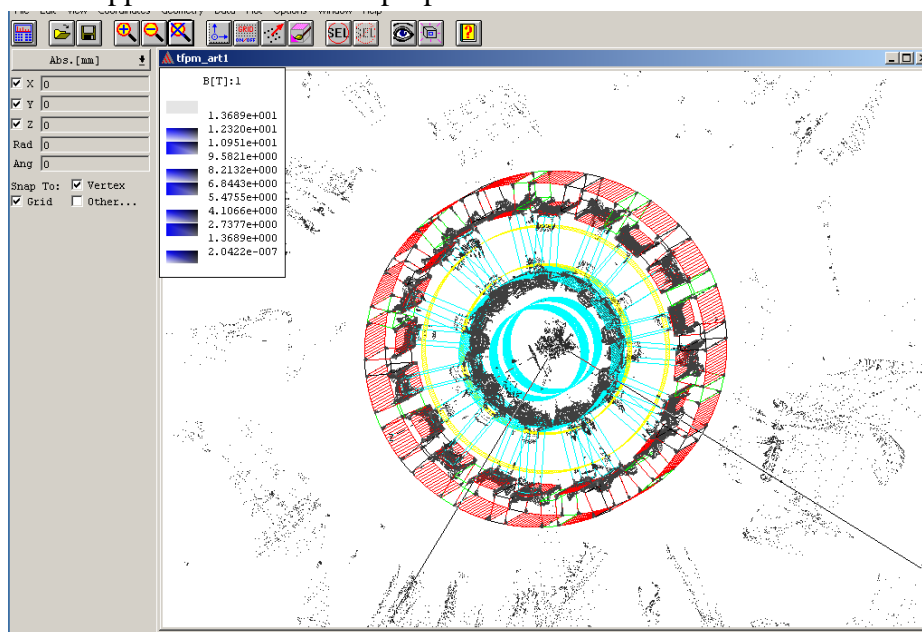


Fig.6.20: Singolo stadio generatore TFPM Mag B modello Maxwell prototipo ulteriore modifica

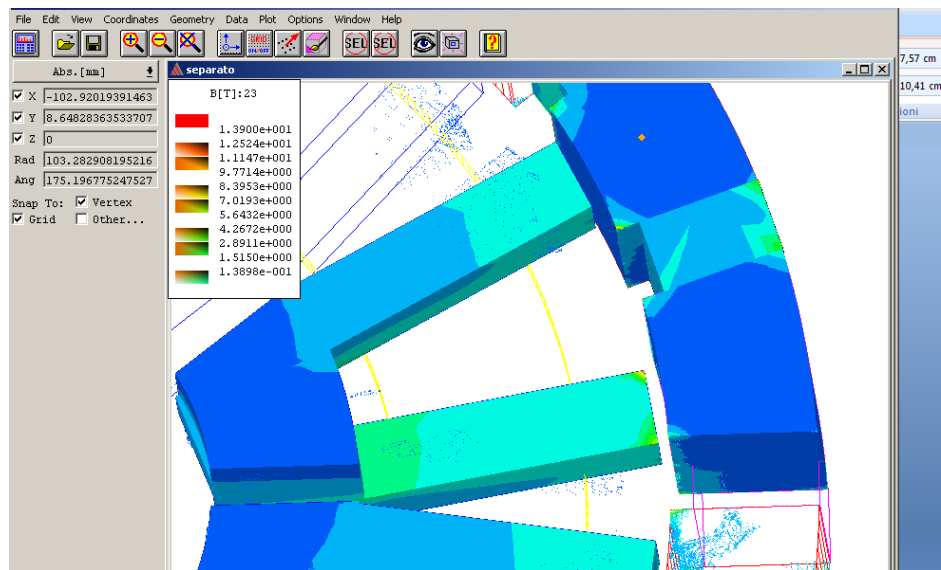


Fig. 6.21: Particolare stado generatore TFPM Mag B modello Maxwell prototipo ulteriore modifica

È stato oggetto di accordi con la ditta MECSUD la realizzazione delle modifiche da apportare al prototipo per superare l'inconveniente prima descritto e la realizzazione.

I risultati sperimentali ottenuti adoperando il circuito prima descritto ed il prototipo così come realizzato, ha consentito, inoltre, mediante l'implementazione di ulteriori simulazioni, di validare l'attendibilità dei risultati forniti dal software Maxwell e di stimarne l'incertezza. Ciò ha permesso di avvalorare l'ipotesi di poter raggiungere l'obiettivo che ci si è posto impiegando la configurazione modificata così come detto.

Tale configurazione, rispetto a quella attualmente presenti in letteratura, presenta il rotore costituito da una struttura unica, ad evidente vantaggio della sua semplicità costruttiva e della sua capacità di rispondere alle sollecitazioni meccaniche. Significativo è anche il vantaggio connesso con la possibilità di una sua realizzazione a partire da risorse tecnologiche modeste.

Con riferimento a quest'ultimo aspetto, la configurazione di macchina proposta ha suscitato un forte interesse da parte dell'associazione "Ingegneria senza frontiere", la quale nell'ambito di un progetto di aiuti ai paesi in via di sviluppo, ha chiesto supporto per la progettazione ed ingegnerizzazione di un alternatore della potenza nominale di 1 kW che fosse a basso costo e a bassa difficoltà costruttiva, così da poter essere realizzato in un villaggio in Mali, in Africa Occidentale, ed utilizzato come generatore di una microturbina eolica destinata al sollevamento di acque sotterranee.

Appendice

Cenni sulla potenza estraibile dal vento

Come noto la potenza idealmente trasferibile dal vento avente velocità v ad una turbina eolica, le cui pale spazzano una superficie S è esprimibile attraverso la relazione:

$$P = \frac{1}{2} \rho S v^3 \quad (\text{a.1})$$

in cui ρ è la densità dell'aria (Kg/m^3).

Solo un' aliquota di tale potenza può essere trasmessa ad una turbina ad asse orizzontale le cui pale spazzino detta superficie S ; ciò in ragione del fatto che per poter sfruttare tutta l'energia del vento la velocità di questo immediatamente dopo S deve essere nulla.

Nella pratica la velocità del vento dopo le pale è diversa da zero, se così non fosse non si potrebbe avere scarico dell'aria a valle della turbina.

Dalla relazione precedente si evince che la producibilità energetica di una macchina è proporzionale al cubo della velocità del vento: se quest'ultima raddoppia l'energia elettrica ottenibile aumenta all'incirca otto volte. Per i motivi su esposti questo è vero solo in linea teorica; nella pratica si considera utile il 30% dell'energia posseduta dal vento.

Il 41% viene portata via dal vento in uscita mentre il 29% viene dissipata in turbolenze e attriti.

Detto C_p il coefficiente di prestazione, λ il rapporto tra la velocità periferica della turbina e la velocità del vento, ω_r la velocità di rotazione del rotore, r il raggio che individua la superficie S , la potenza convertibile dal generatore può essere posta nella seguente forma :

$$P_{mecc} = \frac{1}{2} \rho C_p(\lambda) S v^3 \quad (\text{a.2})$$

Do ve si è indicato con λ

$$\lambda = \frac{\omega_r r}{v} \quad (\text{a.3})$$

Indicando con $\eta(\omega_r)$ il rendimento del generatore e dell'eventuale moltiplicatore di giri, la potenza elettrica in uscita è funzione della potenza meccanica dell'albero principale, secondo la relazione:

$$P_{el} = \eta P_{mecc} \quad (a.4)$$

Realizzazione prototipica di un nuovo motore TFPM a flusso concentrato

Per avere a disposizione delle misure sperimentali relative al motore TFPM a flusso concentrato con l'innovativo design presentato nel capitolo II e il cui funzionamento è stato esaminato analiticamente e numericamente nel capitolo V, se ne sono realizzati due prototipi, uno nella versione a tre stadi ed uno in quella monostadio.

In figura A.1 viene riportato, in una vista laterale, lo schema della versione trifase del prototipo.

Il nucleo statorico ed i settori ferromagnetici rotorici sono realizzati in ferro dolce.

Il supporto dello statore e l'involucro del rotore sono costituiti di alluminio ad alto grado di durezza.

I magneti permanenti utilizzati sono del tipo VACODYM 370 HR; che fanno parte della famiglia dei PM alle terre rare e, in particolare, di quelli al NdFeB. Le caratteristiche di tali magneti, a temperatura ambiente, sono $B_r=1.2$ T e $H_{mo}=877$ kA/m. essi inoltre hanno un'elevata stabilità ai campi smagnetizzanti e sono adatti per applicazioni fino ad approssimativamente 150°C.

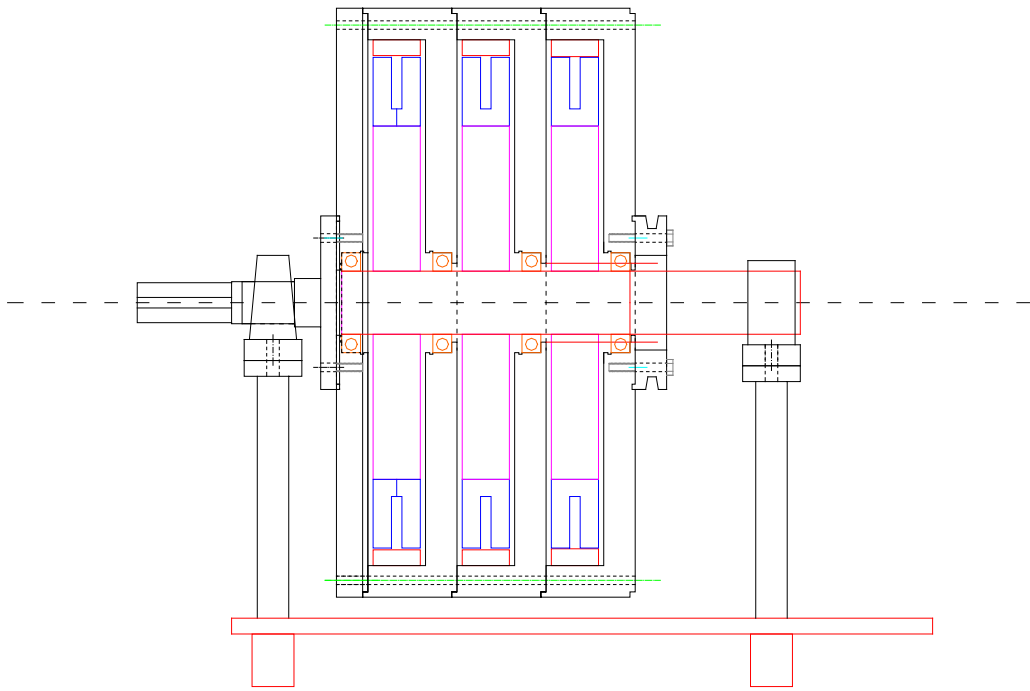


Fig. A.1 – Vista laterale del prototipo a tre stadi

Il numero di coppie polari è $p=10$, quindi vi sono 20 PM.

In figura A.2 è mostrata la vista laterale esplosa del prototipo a tre stadi, mentre nelle figure da A.3 ad A.7 sono presentate la vista frontale e laterale delle distinte parti di un singolo stadio.

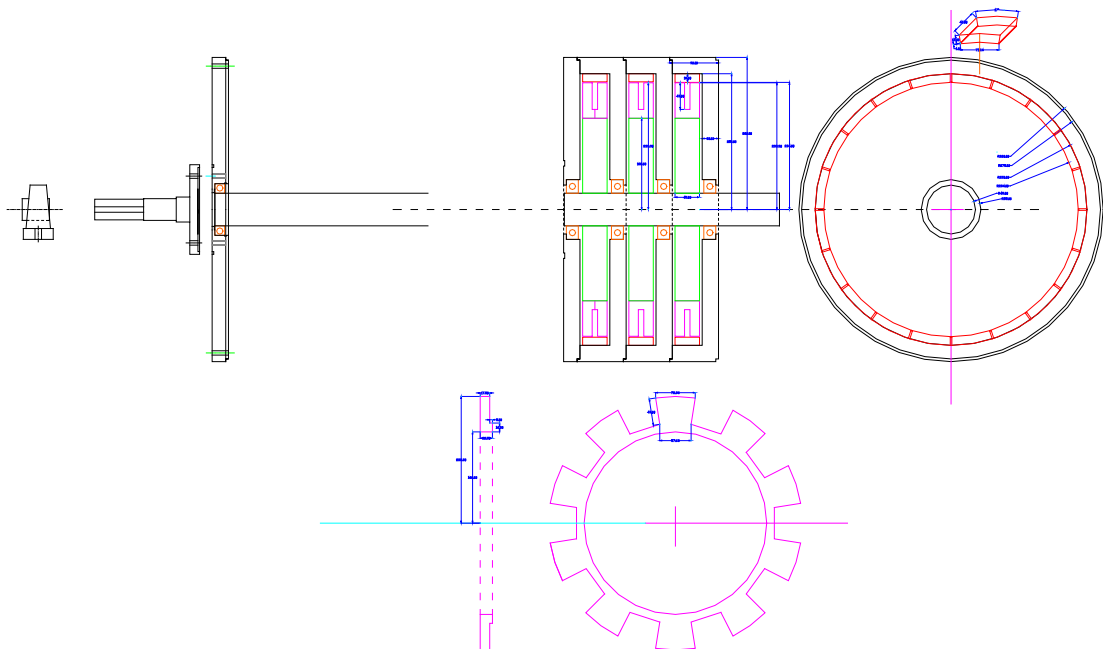


Fig. A.2 – Vista esplosa del prototipo trifase

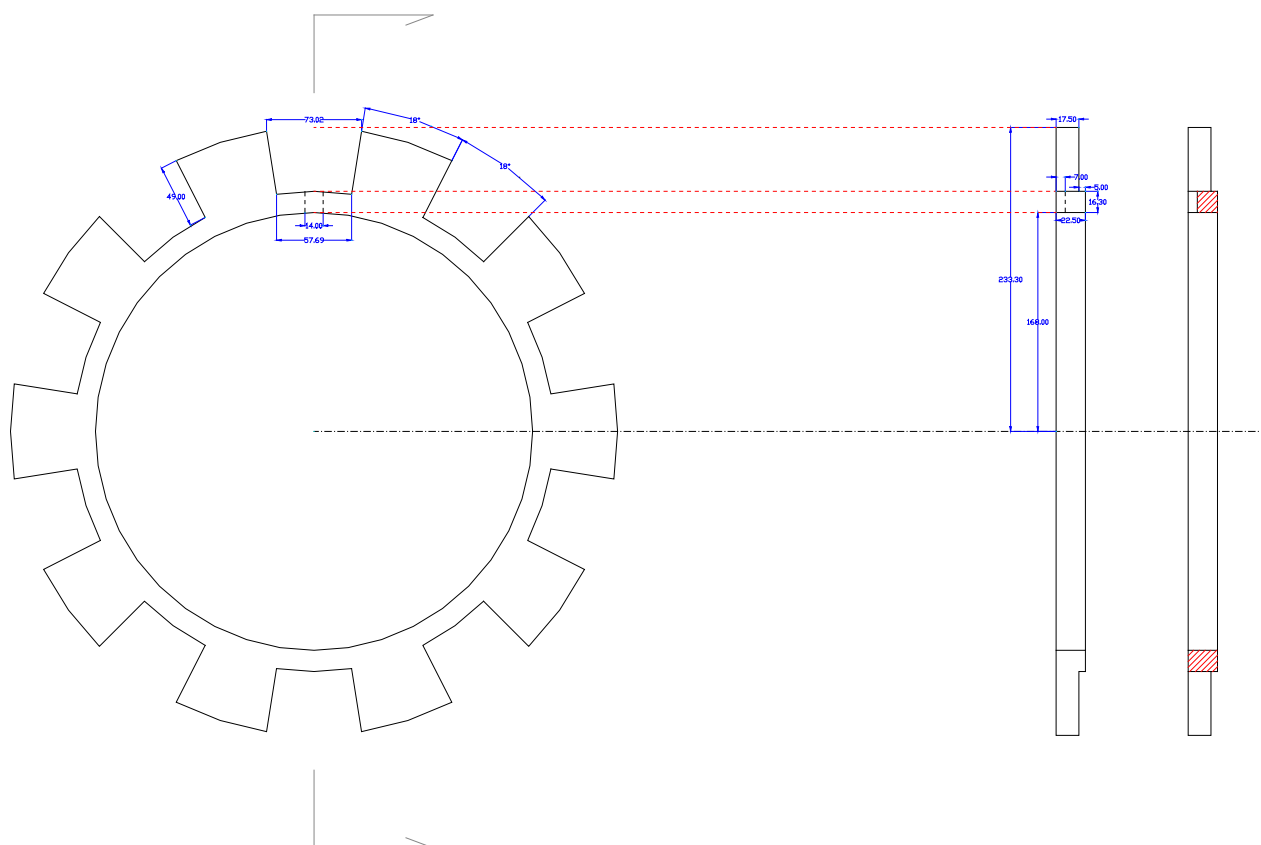


Fig. A.3 - Emidisco di statore

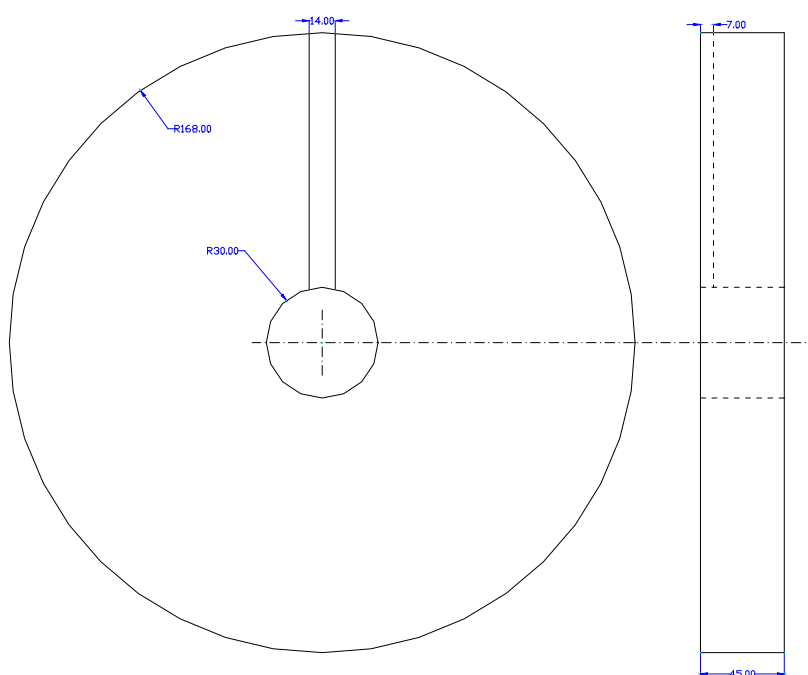


Fig. A.4 – Supporto dello statore (alluminio)

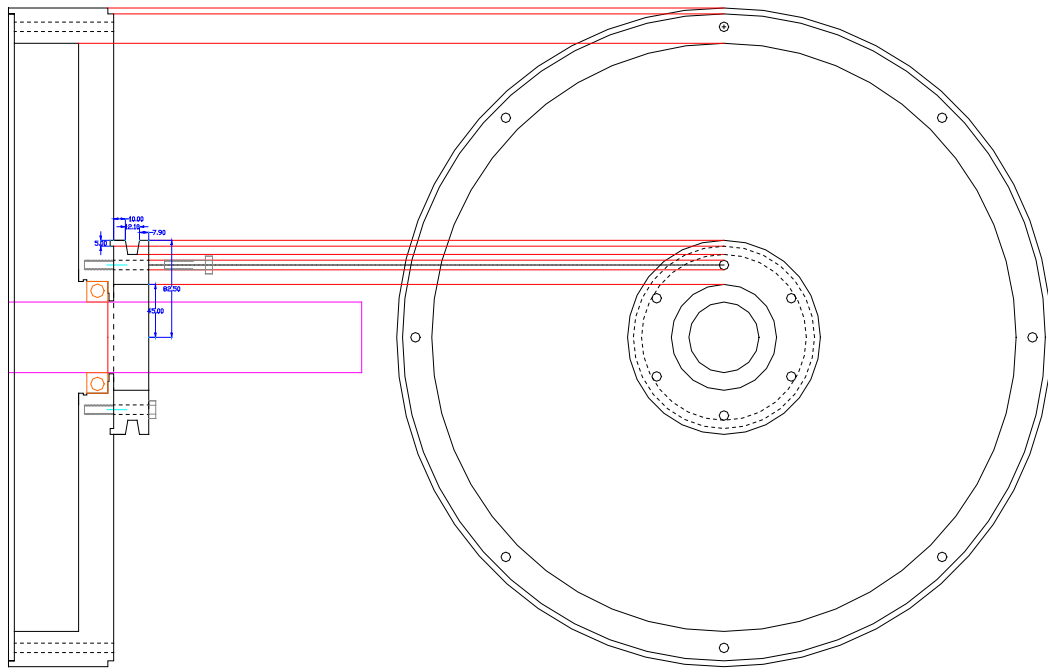


Fig. A.5 – Involucro del rotore (alluminio)

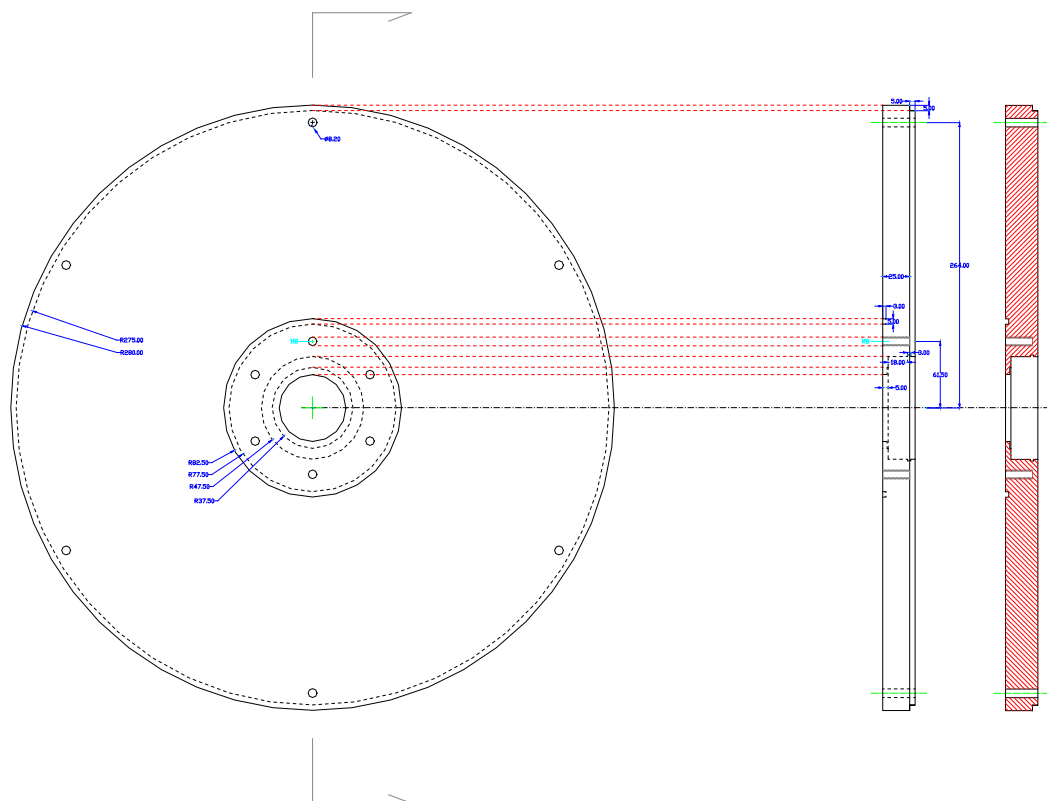


Fig. A.6 – Disco rotorico di chiusura (alluminio)

Coerentemente alla natura specificatamente sperimentale dei due prototipi, si è optato per delle soluzioni costruttive tali da rendere il più agevole possibile la modifica di diverse loro caratteristiche. Ad esempio, è possibile sostituire le “C” statoriche, i settori ferromagnetici rotorici ed i PM. Inoltre, nel prototipo trifase si può variare, anche se solo in maniera discreta, lo sfasamento tra gli stadi.

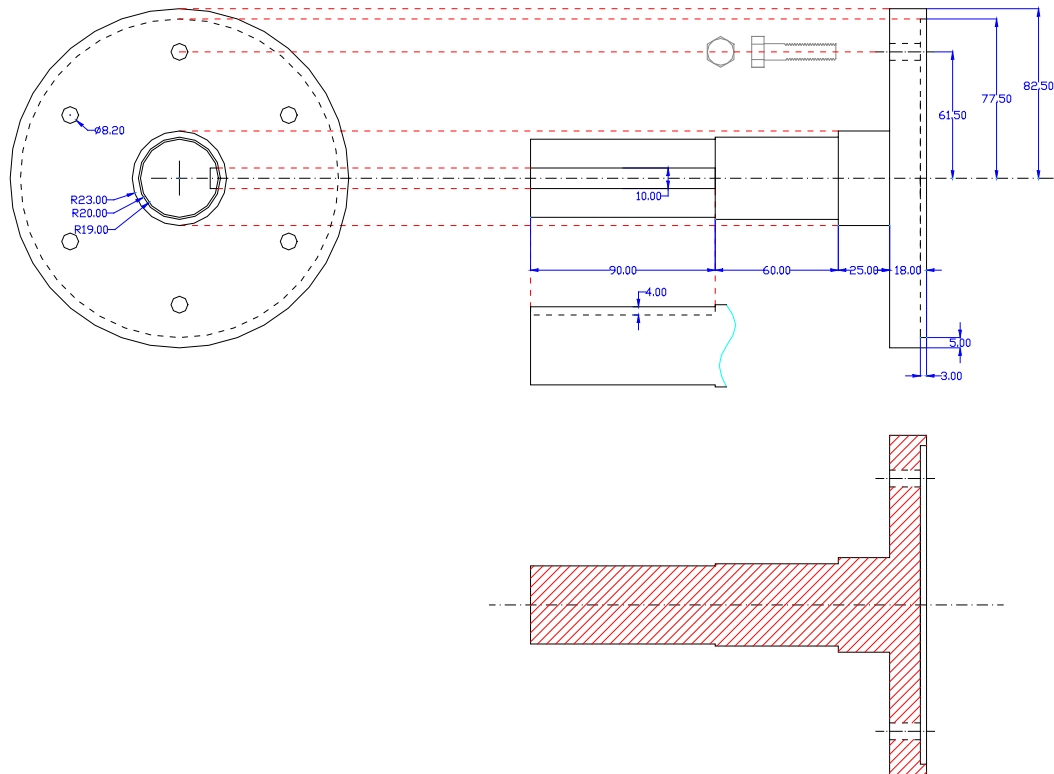


Fig. A.7 – Mozzo laterale per giunto

Nel seguito si riportano alcune fotografie dei due prototipi in questione.

Le figure A.8 e A.9 mostrano la versione monofase del prototipo . Da notare che, poiché la base della struttura è la stessa della versione trifase, a causa della mancanza degli ultimi due stadi, manca il collegamento tra il mozzo ed il rotore. Per effettuare i rilievi sperimentali si è realizzata una trasmissione a cinghia che ha introdotto l'introduzione del cui fattore di riduzione delle velocità si è tenuto conto nell'analisi dei risultati.

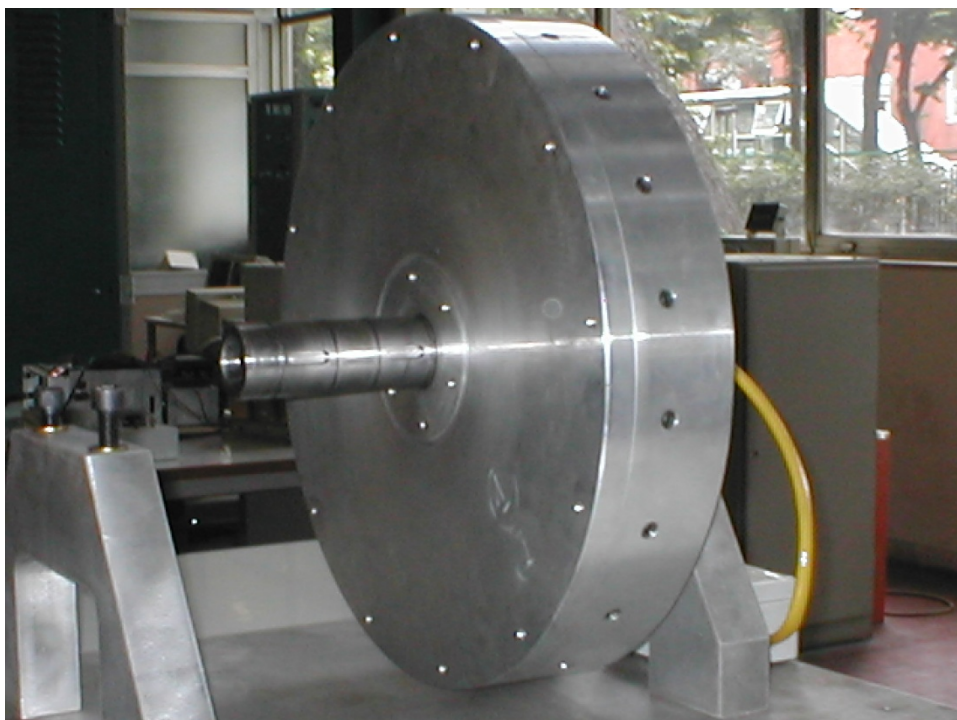


Fig. A.8

Nelle figure da A.10 ad A.12 è mostrata la realizzazione a tre stadi.

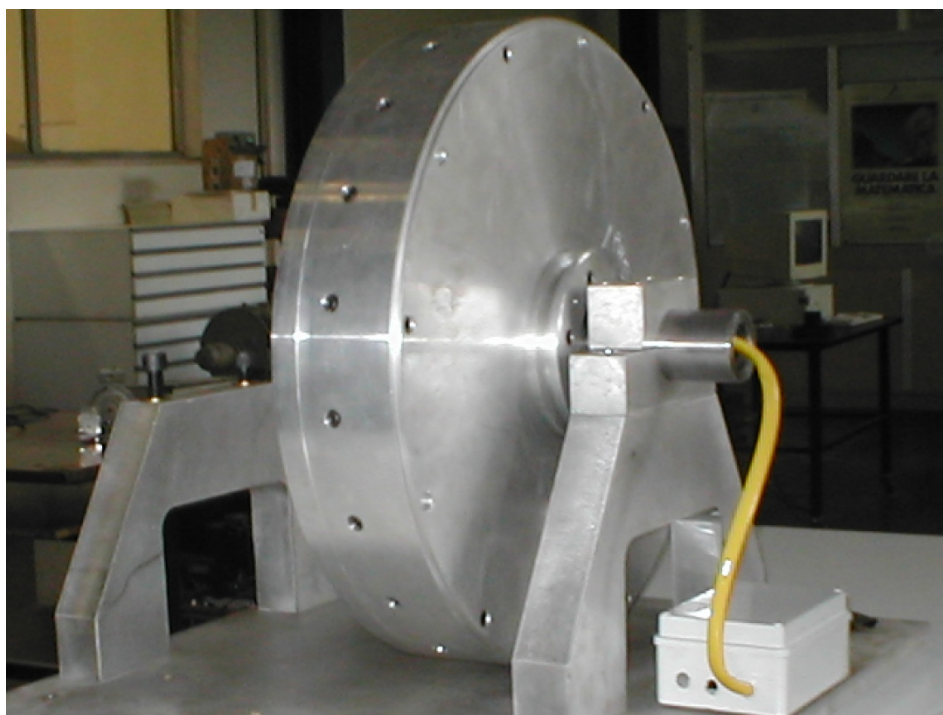


Fig. A.9

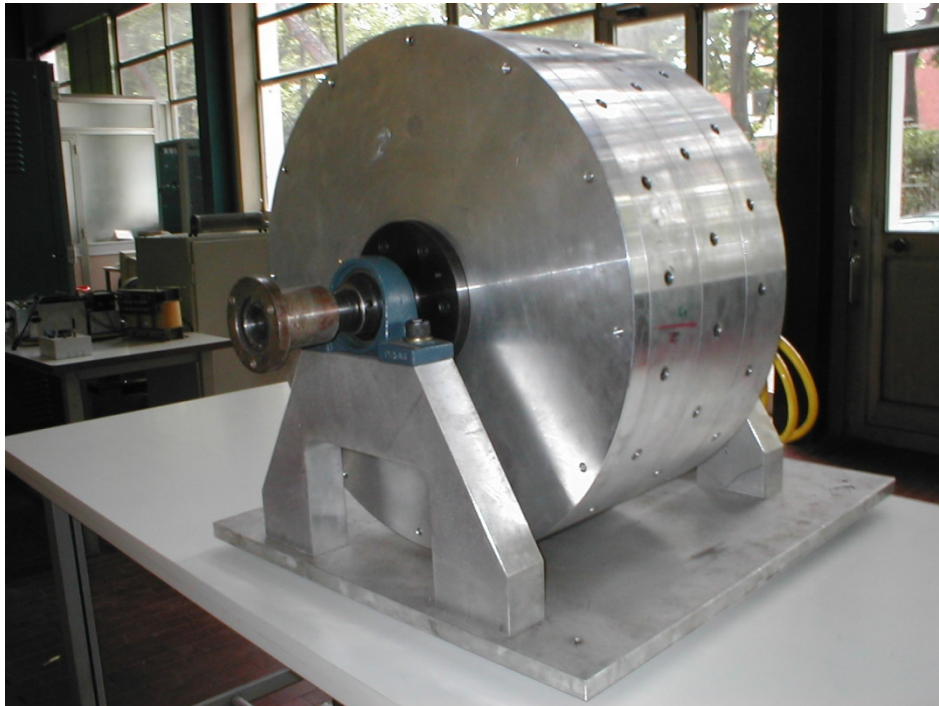


Fig. A.10

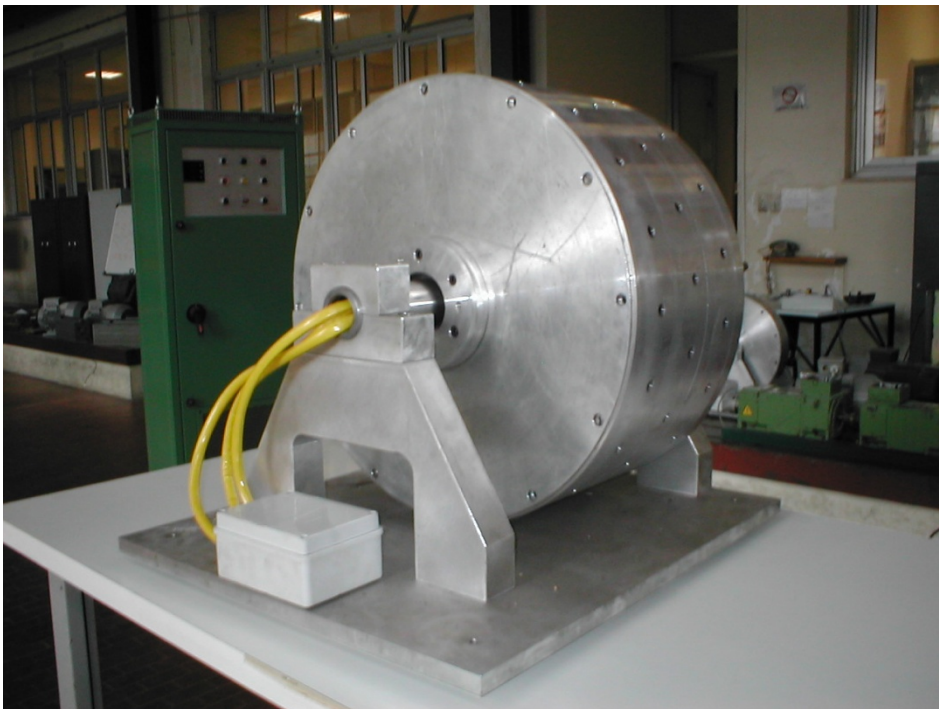


Fig. A.11

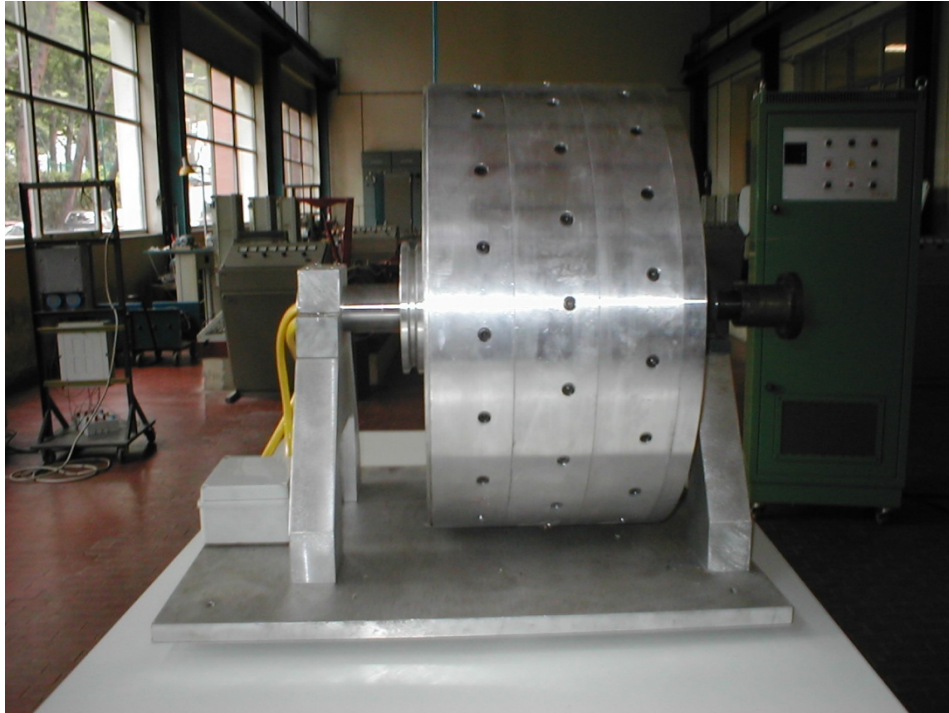


Fig. A.12

Infine, in figura A.13 sono presenti entrambi i prototipi

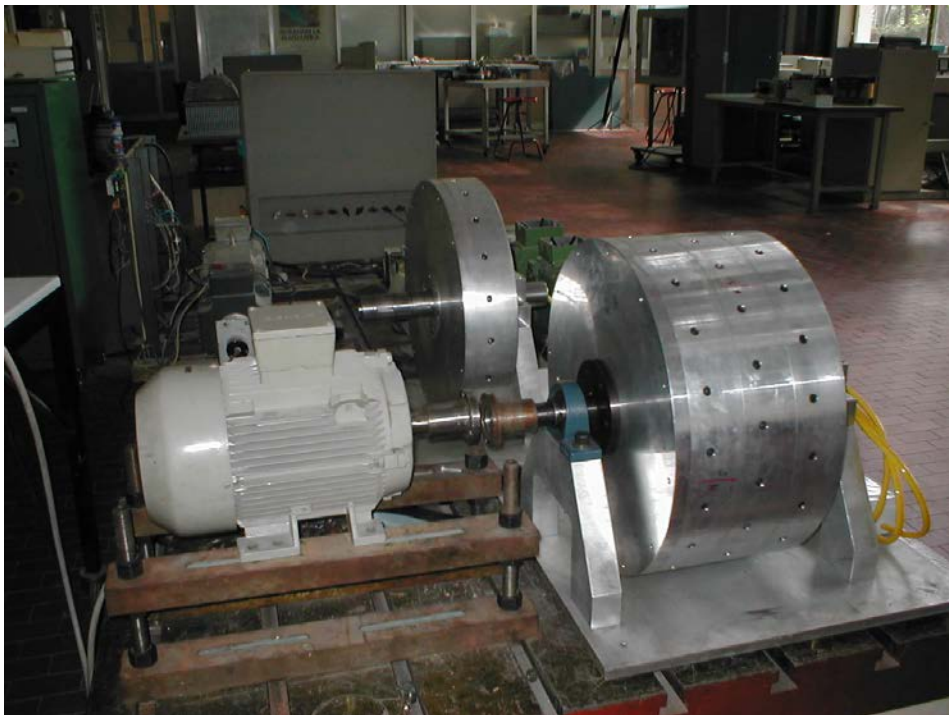


Fig. A.13

Bibliografia

1. Anpalahan, P.; Soulard, J.; Nee, H.: *“Design Steps towards a High Power Factor Transverse Flux Machine”*; Electrical Machines and Power Electronics, Department of Electrical Engineering KTH, Royal Institute of Technology, SE-100 44 Stockholm, SWEDEN
2. Arshad, W.M.; Backstrom, T.; Sadarangani, C.: *“Analytical design and analysis procedure for a transverse flux machine”*; Electric Machines and Drives Conference, 2000. IEMDC 2001. IEEE International 2001, Page(s): 115 -121
3. Arshad, W. M.; Maliti, K.C.; Sadarangani, C.: *“On the Use of Soft Magnetic Composite (SMC) Iron Powder Materials in Induction Machines”*; Proceedings of ICEET 99 Dar es Salaam, Tanzania, September 1999
4. Arshad, W. M.; Backström, T.; Sadarangani, C.: *“Investigating a transverse flux machine with intermediate poles”*; PEMD 2002
5. Blissenbach, R.; Henneberger, G.: *“New design of a transverse flux machine for a wheel hub motor in a tram”*; Proc. PCIM, 1999, Nuremberg, Germany
6. Blissenbach, R.; Henneberger, G.: *“Numerical calculation of 3D eddy current fields in transverse flux machines with time stepping procedures”*; EMF, 2000, Gent, Belgium
7. Blissenbach, R.; Henneberger, G. : *“Transverse flux motor with high specific torque and efficiency for direct drive of an electric vehicle”*; Proc. ISATA, 1999, Vienna, Austria
8. Blissenbach, R.; Henneberger, G.: *“New Design of a Transverse Flux Machine using Soft Magnetic Composite with Special Attention on the Loss Mechanisms”*; Electromotion 01, 19.-20.06.01, Italy
9. Blissenbach, R.; Henneberger, G.; Schäfer, U.; Hackman, W.: *“Development of a transverse flux traction motor in a direct drive system”*; Int. Conference on Electrical Machines (ICEM), 2000, Helsinki
10. Bork, M.; Blissenbach, R.; Henneberger, G. : *“Identification of the loss distribution in a transverse flux machine”*; Int. Conference on Electrical Machines (ICEM), 1998, Istanbul, Turkey

11. Bork, M.; Henneberger G.: “*3D FEM Calculation of A Transverse Flux Machine*”; 3rd Workshop, Lüttich, 6.-7.5.96; ICEM 1996
12. Bork, M.; Henneberger G.: “*New Transverse Flux Motor Concept for Direct Drive of Electric Vehicles*”; Proc. ISATA, June 1997, Florence, Italy
13. Carter, F. W.: “*Air gap induction*”; Elec. World Eng., 1901, 38, pp. 884-888
14. D’Angelo, G.; Di Stefano, R.; Scarano, M.: “*A TF PM motor wheel drive: test and experimental results*”; Dipartimento di Ingegneria Industriale, Università di Cassino
15. Deliège, G.; Vande Sande, H.; Hameyer, K.; Aerts, W.: “*3D finite element computation of a linear transverse flux actuator*”; PEMD 2002
16. Del Pizzo, A.: “*Azionamenti Elettrici – Vol. I*”; Napoli, 1999
17. Del Pizzo A.: “*Azionamenti Elettrici – Magneti Permanenti*”; Napoli, 2001
18. Dubois, M. R.; Polinder, H.; Ferreira, J. A.: “*Influence of Air Gap Thickness in Transverse Flux Permanent Magnet (TFPM) Generators for Wind Turbine Applications*”; IEE Young Researcher Symposium, PELS, Leuven, Belgium, 2002
19. Dubois, M. R.; Polinder, H.; Ferreira, J. A.: “*Transverse-flux permanent magnet (TFPM) machine with toothed rotor*”; PEMD 2002
20. Egger, A.; Gräf, M.: “*Single face transversal flux machine featuring a multi-functional retaining ring*”; Proc. ICEM 2000, Vol.III, p. 1331
21. French, C. D.; Hodge, C.; Husband, M.: “*Optimised torque control of marine transverse-flux propulsion machines*”; PEMD 2002
22. Gieras, J.: “*Permanent Magnet Motors Technology: Design and Application*”; Marcel Dekker, New York, 1996
23. Grehant, S.: “*Etude et optimisation d’un moteur à flux transverse*”; Aussois 2001, 3-4 Septembre 2001
24. Harris, M.R.; Mecrow, B.C. : “*Variable reluctance permanent magnet motors for high specific output*”; Electrical Machines and Drives, 1993. Sixth International Conference on, 1993, Page(s): 437-442

25. Harris, M.R.; Pajooman, G.H.; Sharkh, S.M.A.: “*Comparison of alternative topologies for VRPM (transverse-flux) electrical machines*”; New Topologies for Permanent Magnet Machines (Digest N°: 1997/090), IEE Colloquium on, 1997, Page(s): 2/1-2/7
26. Harris, M.R.; Pajooman, G.H.; Sharkh, S.M.A. : “*Performance and design optimisation of electric motors with heteropolar surface magnets and homopolar windings*”; Proc. IEE, EPA, 143, 6, 1996, Page(s): 429-36
27. Harris, M.R.; Pajooman, G.H.; Abu Sharkh, S.M.: “*The problem of power factor in VRPM (Transverse-Flux) machines*”; Electrical Machines and Drives, 1997 Eight International Conference on (Conf. Publ. No 444), 1997, Page(s): 386-390
28. Harris, M.R.; Pajooman G.H; Abu Sharkh, S.M.: “*Comparison of flux-concentrated and surface-magnet configurations of VRPM(transverse-flux) machine*”; Proc. COMPUMAG97, 1997, 5pp
29. Harris, M.R.; Pajooman, G.H.: “*Electric motors with heteropolar permanent magnets and homopolar windings: computational study of performance limits*”; Electrical Machines and Drives, 1995. Seventh International Conference on, 1995, Page(s): 237-241
30. Hasubek, B.E.; Nowicki, E.P.: “*Design limitations of reduced magnet material passive rotor transverse flux motors investigated using 3D finite element analysis*”; Electrical and Computer Engineering, 2000 Canadian Conference on, Volume: 1, 2000, Page(s): 365-369, vol. 1
31. Hasubek, B.E.; Nowicki, E.P.: “*Two dimensional finite element analysis of passive rotor transverse flux motors with slanted rotor design*”; Electrical and Computer Engineering, 1999 IEEE Canadian Conference on, Volume 2, 1999, Page(s): 1199-1204 vol.2
32. Henneberger, G; Bork, M.: “*Development of a new transverse flux motor*”; New Topologies for Permanent Magnet Machines (Digest N° 1997/090), IEE Colloquium on, 1997, Page(s): 1/1-1/6
33. Henneberger, G.; Evers, W.; Elschenbroich, H.: “*A transverse flux linear synchronous motor with a passive track*”; Proc. ICEM 2000, Vol.I, p. 314
34. Huang, S.; Luo, J.; Lipo, T.A. : “*Analysis and evaluation of the transverse flux circumferential current machine*”; Industry Application Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97, Conference Record of the 1997 IEEE, Volume: 1, 1997, pp.378-384

35. Huang, S.; Luo, J.; Leonardi, F.; Lipo, T.A.: “*A General Approach to Sizing and Power Density Equations for Comparison of Electrical Machines*”; IEEE-IAS Annual Meeting. Oct. 1996, pp. 836-842
36. Isastia Cimino, V.: “*Appunti alle lezioni di Macchine Elettriche II*”
37. Isastia Cimino, V.: “*Contributo al progetto di motori a passo*”; Rendiconti della LXX riunione annuale AEI-1969, 3.2.09/69
38. Iwabuchi, N.; Kawahara, A.; Kumb, T.; Kabashima, T.; Nagasaka, N.: “*A Novel High-torque Reluctance Motor with Rare Earth Magnet*”; IEEE Trans., 1994, IA-30, (3), pp. 609-614
39. Jack, A.G.; Mecrow, B.C.; Maddison, C.P.; Wahab, N.A.: “*Claw pole armature permanent magnet machines exploiting soft iron powder metallurgy*”; Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International, 1997 Page(s): MA1/5.1 - MA1/5.3
40. Jeong, Y.H.; Kang, D.H.; Kim, J.M.; Jang, S.M.: “*A design of transverse flux motor with permanent magnet shield*”; Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on, Volume: 2 , 2001, Page(s): 995 -999 vol.2
41. Jeong, Y.H.; Kang, D.H.; Kim, J.M.: “*A study on the design of transverse flux linear motor with high power density*”; Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on, Volume: 2 , 2001, Page(s): 707 -711 vol.2
42. Kaiyuan Lu; Ritchie, E.: “*Preliminary comparison study of drive motor for electric vehicle application*”; Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on, 2001, Page(s): 995-998 Vol.2
43. Kastinger, G.; Schumacher, A.: “*Reducing torque ripple of Transverse Flux Machines by structural designs*”; PEMD 2002
44. Kruse, R.; Pfaff, G.; Pfeiffer, C.: “*Transverse Flux Reluctance Motor for Direct Servodrive Applications*”; IEEE Industry Applications Conference Record, St. Louis, MO, 1998. The 1998 IEEE, Volume: 1, Page(s): 655 –662
45. Kruse, R.: “*Calculation Methods for a Transverse Flux Reluctance Motor*”

46. Kunz, M.; Horl, F.; Hauser, A.: *"Innovative Power Train Components for future Rail Vehicles"*; Drives and Supply Systems for Modern Electric Traction in Integrated XXIst Century Europe, Fourth International Conference on, September 23-25, 1999, Warsaw
47. Liu, P.; Zhu, J.: *"Analysis of a linear variable reluctance permanent magnet motor"*; Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999, International Conference on, Volume: 2, 1999, Page(s): 734-739 vol.2
48. Liu, C.-T.; Su, K.-S.; Chen, J.-W.: *"Operational stability enhancement analysis of a transverse flux linear switched-reluctance motor"*; Magnetics Conference, 2000. INTERMAG 2000 Digest of Technical Papers. 2000 IEEE International , 2000, Page(s): 674 –674
49. Liu, C.-T.; Su, K.-S.; Lee, M.-H.: *"Three-dimensional field and side-force design analyses of a transverse flux linear switched-reluctance machine"*; Magnetics, IEEE Transactions on, Volume: 34 Issue: 4 Part: 1 , July 1998, Page(s): 2132 –2134
50. Liu, C.-T.; Kuo, J.-L.; Chen, L.-F.; Lee, Y.-J.; Leu, C.-T.; Chen, Y.-N.: *"Interaction force analysis of transverse flux linear switched reluctance machine by Fourier projection method"*; Energy Conversion, IEEE Transaction on , Volume: 11 Issue: 1 , March 1996, Page(s): 62 –69
51. Liu, C.-T.; Chen, L.-F.; Kuo, J.-L.; Chen, Y.-N.; Lee, Y.-J.; Leu, C.-T.: *"Microcomputer control implementation of transverse flux linear switched reluctance machine with rule-based compensator"*; Energy Conversion, IEEE Transaction on , Volume: 11 Issue: 1 , March 1996, Page(s): 70 –75
52. Liu, C.-T.; Kuo, J.-L.: *"Improvements on transient characteristics of transverse flux homopolar linear machines using artificial knowledge-based strategy"*; Energy Conversion, IEEE Transaction on , Volume: 10 Issue: 2 , June 1995, Page(s): 275 –285
53. Liu, C.-T.; Kuo, J.-L.; Chen, L.-F.; Chen, Y.-N.; Lee, Y.-J.; Leu, C.-T.: *"Fast 3-D magnetic field analysis of transverse flux linear reluctance propulsion machine by Fourier projection method"*; Magnetics, IEEE Transactions on , Volume: 31 Issue: 6 Part: 2 , Nov. 1995, Page(s): 4223 –4225
54. Liu, C.T.; Kuo, J.L.: *"Transient analyses of transverse flux homopolar linear machines with unified prototype"*; Energy Conversion, IEEE Transaction on , Volume: 9 Issue: 2 , June 1994, Page(s): 366 –375

55. Liu, C.T.; Kuo, J.L.: “*A generalized 3-D dynamic modelling for transverse flux homopolar linear machines based on statistical saliency-effect superposition method*”; Energy Conversion, IEEE Transaction on , Volume: 8 Issue: 4 , Dec. 1993, Page(s): 739-749
56. Liu, C.-T.; Kuo, J.-L.: “*A refinement on transverse flux homopolar linear machine system modelling by periodic convolution technique*”; Magnetics, IEEE Transactions on, Volume: 29 Issue: 6 Part: 2 , Nov. 1993, Page(s): 2959 -2961
57. Löwenstein, L.; Henneberger, G.: “*Development of a Transverse Flux Reluctance Machine for a Crankshaft Starter-Alternator*”; Speedam 2000, Ischia 13.-18.06.00
58. Marongiu I.; Pagano, E.: “*Macchine Elettriche*”; E.DI.S.U. Napoli 1, Gennaio 1999
59. Masmoudi, A.; Elantably, A.: “*A simple assessment of the cogging torque in a transverse flux permanent magnet machine*”; Electric Machines and Drives Conference, 2000. IEMDC 2001. IEEE International 2001, Page(s): 754 –759
60. Mecrow, B. C.; Jack, A. G.; Maddison, C. P.: “*Permanent magnet machines for high torque, low speed applications*”; Proc. ICEM 1996, Vol. 3, pp. 461-466.
61. Mecrow, B. C.; Jack, A. G.; Maddison, C. P.: “*Claw Pole Geometries for High Performance Transverse Flux Machines*”; Proc. ICEM 1998, Vol. 1, p. 340
62. Mitcham, A.J. : “*Transverse flux motors for electric propulsion of ships*”; New Topologies for Permanent Magnet Machines (Digest N°: 1997/090), IEE Colloquium on, 1997, Page(s): 3/1-3/6
63. Mitcham, A.J.; Cullen J.J.A.: “*Motors and Drives for Surface Ship Propulsion: Comparison of Technologies*”; The Institution of Marine Engineers, Electric Propulsion – The Effective Solution? -, 5-6th October 1995, Paper 4, Page(s): 4-1 – 4-9
64. Mukherji, B. E.; Neville, S.: “*Magnetic permeance of identical double slotting (Deductions from analysis by F. W. Carter)*”; Proc. IEE Vol. 118 N° 9 September 1971.
65. Pawlak, A.M.; Schultz, S.; Gangla, V.: “*Rotary actuators with multipole ring magnets*”; Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 31 Issue: 6, Nov.-Dec. 1995, Page(s): 1306 -1314

66. Persson, M.; Jansson, P.; Jack, A.G.; Mecrow, B.C.: "*Soft magnetic composite materials - use for electrical machines*"; Electrical Machines and Drives, 1995. Seventh International Conference on , 1995 Page(s): 242 –246
67. Qin, D.; Qu, R.; Lipo, T.A.: "*A novel electric machine employing torque magnification and flux concentration effects*"; IEEE-IAS Conf. Rec. Phoenix, AZ. October 1999, Vol.1 pages 132-139
68. Schmidt, E.: "*Finite element analysis of a transverse flux machine using superelements with floating potentials*"; Proc. ICEM 2000, Vol.III, p. 1452
69. Tugulea, A.; Bunea, V.: "*Forma ottimale di cava negli alternatori ad alta frequenza*"; Studi si cercetari de energetica, Acad. R.P.R., 1962, serie A, 12, 4.
70. Viorel, I. A.; Henneberger, G.; Blissenbach R.: "*Single-Sided Transverse Flux Motors*"; EPE-PEMC 2000, Kosice, 05.-07.09.00
71. Weh, H.: "*Drive concepts with new machines*"; Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Advanced Electrical Motors, Positano, Maggio 19-21, 1992 , pp. 29-35
72. Weh, H.: "*Transversal Flow Machine in Accumulator Arrangement*"; US Patent n° 5,051,641
73. Weh, H; Hoffmann, H.; Landrath, J.: "*New permanent magnet excited synchronous machine with high efficiency at low speed*"; Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM), 1988
74. Weh, H; May, H.: "*Achievable Force Densities for Permanent Magnet Excited Machines in New Configurations*"; Proc. of the Int. Conference on Electrical Machines, 1986, Munchen, Page(s): 1107-1111
75. Weh, H.: "*Transverse Flux Machines in Drive and Generator Application*"; IEEE/KTH Stockholm Power Tech Conference, Stockholm, Sweden, June 18-22, 1995
76. Ansoft Corporation: "*Maxwell Field Simulator – User Reference*"; USA, October 1999

Siti internet:

- A. <http://www.servax.com>
- B. <http://www.hasubek.de>
- C. <http://www.vacuumschmelze.de>

INDICE:

Premesse	pag 1
Introduzione	pag 4
CAPITOLO I: La macchina PM brushless a flusso trasverso	
1.1 Introduzione alle macchine PM brushless	pag 7
1.4 La macchina PM brushless a flusso trasverso	pag 10
1.5 Principio di funzionamento della macchina TFPM	pag11
1.3.1 Macchina PM brushless a flusso radiale	pag 11
1.3.4 Macchina TFPM	pag 16
1.3.5 Evoluzione dalla configurazione a magneti piani a quella a flusso concentrato	pag 20
1.4 Alimentazione di un motore TFPM	pag 25
1.5 Realizzazione multifase dei TFPM	pag 26
1.6 Fattore di potenza di un TFPM	pag27
1.9 Perdite in una macchina TFPM	pag27
1.10 Utilizzo dei materiali compositi (SMC) nelle macchine TFPM	pag 28
CAPITOLO II: TFPM per applicazioni di trazione diretta	
2.1 Generalità	pag 30
2.4 Classificazione delle macchine TFPM	pag 31
2.5 Descrizione delle forme costruttive più studiate	pag 32
2.5.1 Motori TFPM a magneti piani	pag 33
2.5.2 TFPM a flusso concentrato	pag 38
2.4 Configurazione innovativa proposta di TFPM	pag 44
CAPITOLO III: Metodo analitico semplificato (MAS) per il calcolo delle permeanze al traferro	
3.3 Generalità	pag 51
3.4 Il metodo analitico semplificato	pag 51
3.3 Applicazione del m.a.s. nel caso di dentature gemelle: calcolo della permeanza massima	pag 53
3.4 Applicazione del m.a.s. nel caso di dentature gemelle: calcolo della permeanza minima	pag 57
3.5 Determinazione numerica delle permeanze al traferro	pag 59
3.5.1 Cenni sul metodo degli elementi finiti	pag59
3.6.2 Maxwell Field Simulator	pag 60
3.7 Verifica del grado di precisione del m.a.s. per il calcolo delle permeanze massima e minima	pag 62
3.8 Applicazione del m.a.s. nel caso di dentature gemelle: espressione della permeanza in funzione dello sfasamento tra le dentature	pag 67

3.8	Verifica del grado di precisione del mas per il calcolo della permeanza in funzione di s	pag 71
3.9	Estensione del m.a.s. al caso di dentature non gemelle	pag 78

CAPITOLO IV: Valutazione delle forze elettromagnetiche agenti in un motore TFPM

4.1	Generalità	pag82
4.2	Espressioni generali della forza di riluttanza e della forza di interazione	pag82
4.3	Espressione generale della cogging force	pag84
4.4	Particolarizzazione al caso di una semplice configurazione a magneti piani	pag85
4.4.1	Calcolo di $P_w(s)$	pag90
4.4.3	Calcolo di $P_{eq1}(s)$ e $P_{eq2}(s)$	pag92
4.7	Verifica dei risultati	pag 94
4.8	Considerazioni sulle forze elettromagnetiche agenti in un motore TFPM a magneti piani.	pag99

CAPITOLO V: Applicazione del m.a.s. ad un TFPM a flusso concentrato dal design innovativo

5.5	Generalità	pag 103
5.6	Calcolo della forza di riluttanza	pag 105
5.7	Calcolo della cogging force e della forza di interazione	pag 110
5.7.1	Calcolo della forza di interazione	pag 111
5.7.2	Calcolo della cogging force	pag 114
5.8	Verifica dei risultati	pag 116
5.5	Considerazioni sulle forze elettromagnetiche agenti	pag 120
5.6	Generatori brushless a flusso trasverso configurazione proposta	pag 123
5.7.	Criteri per il proporzionamento della geometria della salienza di statorica	pag 128

CAPITOLO VI: Comportamento del TFPM in relazione alla sua capacità di smaltimento termico

6.1.	Introduzione	pag 132
6.2	Modalità di trasmissione del calore	pag 132
6.3	Conduzione Legge di Fourier	pag 134
6.4	Scambio termico per convezione	pag 137
6.5	Cenni al moto dei fluidi	pag 138
6.6	Studio della convezione	pag 140
6.6.1	Strati limite dinamico	pag 140
6.6.2	Strato limite termico	pag 141
6.7	Descrizione della convezione	pag 142

6.8 Convezione Forzata	pag 144
6.9 Convezione naturale	pag 145
6.10 Modello termico equivalente macchina a flusso trasverso	pag 145
6.10.1 Determinazione del flusso termico in direzione radiale diretto verso l'esterno di macchina \mathcal{G}_{re}	pag 146
6.10.2 Determinazione del flusso termico in direzione assiale diretto verso l'interno di macchina \mathcal{G}_{ri}	pag 148
6.10.3 Determinazione del flusso termico in direzione assiale \mathcal{G}_a	pag 149
6.11 Modello termico macchina a flusso radiale	pag 150
6.11.1 Determinazione del flusso termico in direzione radiale verso l'esterno della macchina	pag 151
6.11.2 Determinazione del flusso termico in direzione radiale verso l'interno della macchina	pag 153
6.11.3 Determinazione del flusso termico in direzione assiale	pag 154
Prove sperimentali e conclusioni	pag 156
Appendice	
Cenni sulla potenza estraibile dal vento	pag 163
Realizzazione prototipica di un TFPM a flusso concentrato	pag 164
Bibliografia	
Siti internet	